
MASTERARBEIT

David Weinberger

**Hardwareentwicklung eines
"Long Range Wireless
M-Bus"-Moduls**

Mittweida, **2012**

MASTERARBEIT

David Weinberger

**Hardware-Development of a
"Long Range Wireless
M-Bus" module**

Mittweida, 2012



MASTERARBEIT

Hardwareentwicklung eines "Long Range Wireless M-Bus"-Moduls



Autor:

David Weinberger

Studiengang:

Elektrotechnik / Eingebettete Systeme

Seminargruppe:

ET11sS-M

Erstprüfer:

Prof. Dr.-Ing. Olaf Hagenbruch

Zweitprüfer:

Dipl. Phys. Vasyl Dykyy

Einreichung:

Mittweida, 17. August 2012

Verteidigung/Bewertung:

Mittweida, 2012

Bibliografische Angaben

Weinberger, David:

Hardwareentwicklung eines "Long Range Wireless M-Bus"-Moduls

2012 – 143 Seiten

09648 Mittweida, Hochschule Mittweida, University of Applied Sciences,

Fakultät Elektro- und Informationstechnik

Referat

Diese Masterarbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung eines Funkmoduls im 868MHz-ISM-Band. Hierbei steht die Eignung zur Überwindung einer größt möglichen Funkstrecke, vor allem wegen der durch gesetzliche Vorgaben begrenzten maximalen Ausgangsleistung, im Mittelpunkt. Des Weiteren soll dieses Modul den M-Bus-Standard unterstützen, um seinen Einsatz im Smart-Metering zu finden. Durch die höhere Sendeleistung sollen beispielsweise gesammelte Daten eines Standortes an eine zentrale Stelle zur Auswertung weiter geleitet werden.

Inhalt

1. Einführung	13
2. Der Metering Bus.....	15
3. Anforderungen an das Modul.....	16
4. Systementwurf und Blockschaltbild.....	18
4.1. Systematische Zergliederung.....	18
4.2 Wahl eines Controllers.....	19
4.3 Wahl eines Transceivers.....	22
4.4 Spannungsversorgung für MCU und Transceiver.....	25
4.5 Wahl eines Front End.....	26
4.6 Blockschaltbild des Long Range Moduls.....	27
5. Berechnung von Anpassungs- und Filterkomponenten.....	28
5.1 Komponenten einer Hochfrequenzschaltung.....	28
5.2 S-Parameter zur Bewertung des Filterentwurfs.....	32
5.3 Analoge Filter.....	35
5.4 Das Ausgangsfilter.....	40
5.5 Impedanzanpassung zwischen Antenne und LNA.....	45
5.6 Übertragungsstrecke zwischen Front End und Antenne.....	51
5.7 Berechnung des BALUN am LNA des Transceivers.....	59
5.8 Anpassung des Transceivers im Sendezweig.....	68
6. Entwurf der Modul-Schaltpläne.....	77
6.1 Hochfrequenzentkopplung und Versorgung.....	77
6.2 Beschaltung des MSP430F5xxx.....	79
6.3 Beschaltung des Transceivers Si4460.....	84
6.4 Beschaltung des Front End CC1190.....	87
7. Layoutentwurf des Moduls.....	90
7.1 Allgemeine Layout-Regeln für Leiterplatten.....	91
7.2 Hochfrequenzschaltungen.....	95
7.3 Lagenaufbau der Leiterplatte.....	98
7.4 Mikrostreifenleitungen.....	100
7.5 Das Layout des Long Range Moduls.....	106
7.6 Leiterplatten-Nutzen für 20 Module.....	114

8. Inbetriebnahme und Funktionstests.....	116
8.1. Bestückung und Funktionstests.....	116
8.2. Messungen im Labor	118
8.2.1. Messung der maximalen Ausgangsleistung.....	118
8.2.2. Messung der Empfangsempfindlichkeit des Moduls.....	122
8.3. Reichweitenermittlung des Moduls.....	124
8.3.1. Abschätzung der Reichweite.....	124
8.3.2. Messung der Reichweite.....	126
9. Resümee	128
10. Quellenverzeichnis.....	130
11. Eigenständigkeitserklärung.....	137
12. Anhang.....	138
12.1. Transceiververgleich.....	138
12.2. Front End - Vergleich	139
12.3. Strombelastbarkeit einer Leitbahn an Luft	139
12.4. Schaltpläne.....	140
12.5. Bestückungsplan des Long Range Moduls.....	142
12.6. Softwarecode des Inbetriebnahmetests am MSP430F5528.....	143

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Zulässige Sendeleistungen im 868MHz-Band ^[5]	14
Abbildung 2: Grobes Blockschaltbild des Long Range Moduls.....	18
Abbildung 3: Betriebsfrequenzen des MSP430F5xxx vs. Betriebsspannung ^[8]	20
Abbildung 4: Abhängigkeit der Sendeleistung von der Betriebsspannung ^[10]	23
Abbildung 5: Temperaturabhängigkeit der Ausgangsleistung bei +20dBm ^[10]	24
Abbildung 6: Blockschaltbild des LRM mit den gewählten Schaltkreisen.....	27
Abbildung 7: Ersatzschaltbild einer realen Kapazität.....	29
Abbildung 8: Ersatzschaltbild einer realen Induktivität.....	31
Abbildung 9: S-Parameter-Modell ^[36]	33
Abbildung 10: Leistung der Oberwellen des CC1190 ^[12]	35
Abbildung 11: Grenzwerte für Nebenaussendungen von SRD's ^[14]	35
Abbildung 12: Dämpfung von Butterworth-Filtern in Abh. der Filterelemente ^[13]	36
Abbildung 13: Typische Amplitudengänge der Filter ^[13]	39
Abbildung 14: Prototypentabelle für das Ausgangsfilter ^[15]	40
Abbildung 15: Prototypenschaltung eines Chebyshev-Filters.....	41
Abbildung 16: Simulationsaufbau des Ausgangsfilters in RFSim99.....	42
Abbildung 17: S-Parameter des Ausgangsfilters.....	42
Abbildung 18: Charakteristische Impedanz am LNA des CC1190 ^[12]	45
Abbildung 19: Ersatzschaltbild des Front End LNA.....	46
Abbildung 20: Schaltung der LNA-Anpassung.....	47
Abbildung 21: Optimiertes Simulationsmodell der LNA-Anpassungsschaltung.....	48
Abbildung 22: S-Parameter der optimierten LNA-Anpassungsschaltung des CC1190.....	49
Abbildung 23: Übertragungsstrecke zwischen Antenne und LNA des Front End.....	49
Abbildung 24: S-Parameter der Übertragungsstrecke zwischen Antenne und LNA.....	50
Abbildung 25: Zusätzlicher Saugkreis im Sendebetrieb.....	51
Abbildung 26: S-Parameter mit zusätzlichem Saugkreis im Sendebetrieb.....	52
Abbildung 27: S-Parameter mit erhöhter Anpassungsinduktivität.....	53
Abbildung 28: Erhöhung der Anpassungsinduktivität im Empfangszweig.....	53
Abbildung 29: Simulationsschaltung des Sendebetriebs am Front End.....	55
Abbildung 30: S-Parameter im Sendebetrieb des Front End CC1190.....	56
Abbildung 31: Optimierte Simulationsschaltung des Sendebetriebs am Front End.....	57
Abbildung 32: Optimierte S-Parameter im Sendebetrieb des CC1190.....	57

Abbildung 33: 4-Elemente-Anpassungsnetzwerk am LNA des Transceivers ^[16]	59
Abbildung 34: Eingangsimpedanz des LNA am Transceiver ^[16]	60
Abbildung 35: Umrechnung Impedanz-Admittanz ^[17]	61
Abbildung 36: Eliminierung der internen Ersatzkapazität ^[16]	62
Abbildung 37: Impedanz des Front End in Richtung Transceiver ^[12]	63
Abbildung 38: PSpice-Model der Phasenverschiebung am LNA des Transceivers.....	65
Abbildung 39: Simulationsergebnis der Phasenverschiebung am LNA.....	65
Abbildung 40: Signalamplitude an Front End und Transceiver.....	66
Abbildung 41: RFSim9-Model des Transceiver-BALUN.....	67
Abbildung 42: S-Parameter des Transceiver-BALUN.....	67
Abbildung 43: Beschaltung des Transceiver-PA ^[19]	68
Abbildung 44: Anpassung des Transceivers im Sendebetrieb.....	72
Abbildung 45: S-Parameter der Anpassung des Transceivers im Sendebetrieb.....	72
Abbildung 46: Dämpfungsglied ^[23]	73
Abbildung 47: Gedämpfte Übertragung im Sendebetrieb des Transceivers.....	74
Abbildung 48: S-Parameter der gedämpften Übertragung.....	75
Abbildung 49: Modell des Sendezweiges am Transceivers.....	76
Abbildung 50: S-Parameter des Sendezweiges am Transceiver.....	76
Abbildung 51: Schaltplan der Spannungsversorgung des LRM.....	78
Abbildung 52: Funktionsblock des Mikrocontrollers MSP430F5xxx.....	79
Abbildung 53: Schaltplan des MSP430F5528.....	80
Abbildung 54: Maximale Betriebswerte des Mikrocontrollers MSP430F5528 ^[8]	82
Abbildung 55: Schutzbeschaltung des MSP430F5xxx.....	82
Abbildung 56: Vorwiderstand der Modulpins.....	83
Abbildung 57: Funktionsblock des Transceivers Si4460.....	84
Abbildung 58: GPIO-Konfiguration des Transceivers nach Reset ^[10]	85
Abbildung 59: Schaltplan des Transceivers in Altium Designer.....	86
Abbildung 60: Ansteuerung des CC1190 ^[12]	87
Abbildung 61: Schutzbeschaltung der Enable-Pins am CC1190.....	87
Abbildung 62: Pegel der digitalen Eingänge des CC1190 ^[12]	88
Abbildung 63: Schaltplan des Front End in Altium Designer.....	89
Abbildung 64: Pinbelegung und Leiterplattenvorgabe des LRM.....	90
Abbildung 65: Abstände am BGA für Mikro-VIA's.....	98
Abbildung 66: Lagenaufbau des LRM.....	99

Abbildung 67: Querschnitt einer Mikrostreifenleitung mit Feldlinien ^[33]	100
Abbildung 68: Lagenaufbau der Mikrostreifenleitung.....	102
Abbildung 69: TX-Line zur Berechnung der Mikrostreifen-Leitbahnbreite.....	103
Abbildung 70: Querschnitt einer Off-Center Stripline ^[24]	104
Abbildung 71: TX-Line zur Berechnung der Streifenleitungsbreite.....	105
Abbildung 72: Orientierung auf dem LRM.....	106
Abbildung 73: 1. Kupferlage des LRM.....	107
Abbildung 74: Ecken in Hochfrequenzleitungen ^[34]	108
Abbildung 75: 2. Kupferlage des LRM.....	109
Abbildung 76: 3. Kupferlage des LRM.....	110
Abbildung 77: 4. Kupferlage des LRM.....	111
Abbildung 78: 5. Kupferlage des LRM.....	112
Abbildung 79: 6. Kupferlage des LRM.....	113
Abbildung 80: Leiterplatten-Nutzen für 20 Module.....	114
Abbildung 81: Lötprofil ^[37]	116
Abbildung 82: Das bestückte Modul.....	117
Abbildung 83: Ergebnis der maximalen Sendeleistung.....	119
Abbildung 84: Einstellbare Schrittweite der Ausgangsleistung.....	120
Abbildung 85: Ausbreitung einer Funkwelle über einer Oberfläche ^[38]	124
Abbildung 86: Reichweitenmessung am Scharmützelsee.....	126

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Allgemeine Anforderungen an das Funkmodul	16
Tabelle 2: Funktechnische Anforderungen an das Modul.....	16
Tabelle 3: Vergleich der Controllerfamilie MSP430F5xxx.....	20
Tabelle 4: Technische Daten des SI4460 ^[10]	23
Tabelle 5: Geschätzter Strombedarf von Transceiver und MCU ^[8,10]	25
Tabelle 6: Berechnung der Filterelemente ^[15]	41
Tabelle 7: Gewählte Filterelemente des Ausgangsfilters.....	42
Tabelle 8: S21 – Vorwärts-Übertragungsfaktor des Ausgangsfilters.....	43
Tabelle 9: S21 – Vorwärts-Übertragungsfaktor des optimierten Ausgangsfilters.....	43
Tabelle 10: Prototypenbestückung des Ausgangstiefpasses.....	44
Tabelle 11: Mögliche Pull-Up-Drosseln am CC1190.....	54
Tabelle 12: Bypasskondensatoren für 869MHz.....	55
Tabelle 13: S21 – Vorwärts-Übertragungsfaktor im Sendebetrieb.....	58
Tabelle 14: Bauelemente des BALUN.....	66
Tabelle 15: reale Bauelementewerte bei Betriebsfrequenz.....	66
Tabelle 16: Anpassungselement am Transceiver im Sendezweig.....	72
Tabelle 17: Zu entkoppelnde Frequenzen auf dem LRM.....	77
Tabelle 18: Kapazitäten zur Entkopplung auf dem LRM.....	77
Tabelle 19: SMD-Ferrite der Firma "Taiyo Yuden"	78
Tabelle 20: Portzustände nach einem Neustart des Controllers.....	80
Tabelle 21: Pegel der digitalen Ports zwischen Transceiver und MCU.....	86
Tabelle 22: Wahrheitstabelle der Schutzbeschaltung am CC1190.....	88
Tabelle 23: Empfindlichkeit im Primärfunk	123
Tabelle 24: Empfindlichkeit im Sekundärfunk	123

Abkürzungsverzeichnis

API	<u>A</u> pplication <u>P</u> rogramming <u>I</u> nterface
BALUN	<u>B</u> alanced- <u>U</u> nbalanced Filter
BGA	<u>B</u> all <u>G</u> rid <u>A</u> rray
CAD	<u>C</u> omputer <u>A</u> ided <u>D</u> esign
DC	<u>D</u> irect <u>C</u> urrent
EMV	<u>E</u> lektromagnetische <u>V</u> erträglichkeit
EnWG	<u>E</u> nergiewirtschaftsgesetz
ESR	<u>E</u> quivalent <u>S</u> eries <u>R</u> esistance (Ersatzserienwiderstand)
ETSI	<u>E</u> uropean <u>T</u> elecommunications <u>S</u> tandards <u>I</u> nstitute
FR4	<u>F</u> lame <u>R</u> esistant 4 (selbstlöschend, Epoxidharz + Glasfasergewebe)
GFSK	<u>G</u> aussian <u>F</u> requency- <u>S</u> hift- <u>K</u> eying
GHz	<u>G</u> iga- <u>H</u> ertz = 10^9 s^{-1}
GPIO	<u>G</u> eneral <u>P</u> urpose <u>I</u> nput / <u>O</u> utput
HF	<u>H</u> och <u>f</u> requenz
IPC	<u>I</u> ndustrial <u>P</u> rinted <u>C</u> ircuits
LNA	<u>L</u> ow <u>N</u> oise <u>A</u> mplifier
LRM	<u>L</u> ong <u>R</u> ange <u>M</u> odul
MCU	<u>M</u> ikro <u>c</u> ontroller- <u>U</u> nit
MHz	<u>M</u> ega- <u>H</u> ertz = 10^6 s^{-1}
OOK	<u>O</u> n- <u>O</u> ff- <u>K</u> eying

PA	<u>P</u> ower <u>A</u> mplifier
PCB	<u>P</u> rinted <u>C</u> ircuit <u>B</u> oard
RAM	<u>R</u> andom <u>A</u> ccess <u>M</u> emory
SoC	<u>S</u> ystem <u>o</u> n <u>C</u> hip
SPI	<u>S</u> erial <u>P</u> eripheral <u>I</u> nterface
SRD	<u>S</u> hort <u>R</u> ange <u>D</u> evice
UART	<u>U</u> niversal <u>A</u> ynchronous <u>R</u> eceiver <u>T</u> ransmitter
ULP	<u>U</u> ltra- <u>L</u> ow- <u>P</u> ower- <u>T</u> echnologie
USB	<u>U</u> niversal <u>S</u> erial <u>B</u> us
VIA	<u>V</u> ertical <u>I</u> nterconnect <u>A</u> ccess

1. Einführung ^[1,2,3,4,39]

Seit dem 1. Januar 2010 sind Betreiber von Messstellen der Energieversorger nach §21b Absatz 3 des EnWG verpflichtet, so genannte Smart Meter in Neubauten zu installieren. Diese sollen den tatsächlichen Energieverbrauch und die tatsächliche Nutzungszeit widerspiegeln.

Smart Meter sind elektronische Messgeräte mit der Fähigkeit zur Kommunikation, die es dem Verbraucher ermöglichen sollen, Informationen über seinen Energieverbrauch zu erhalten. Diese Informationen kann er, je nach technischer Funktionalität des Gerätes, beispielsweise über ein Display direkt ablesen oder über eine regelmäßig vom Energieversorger bereitgestellte Datenauswertung per Internet erhalten. Weiterhin sind die Smart Meter in der Lage, ihre Messwerte an eine Sammelstelle zu übermitteln, welche die Daten dann wiederum weiter an den Energieversorger übertragen.

Für die Übertragung der Daten bietet sich hierbei ein drahtloses Kommunikationsnetz an, welches einen flexiblen und batteriebetriebenen Einsatz ermöglicht. Hierbei spielt vor allem Energieeffizienz eine hohe Rolle. Am effizientesten arbeiten dabei die Geräte im Sub-GHz-Bereich, also unterhalb 1 GHz. Gründe hierfür liegen u.a. im Wirkungsgrad der hier zum Einsatz kommenden Leistungsverstärker und den einfachen Modulationsverfahren.

Deshalb ist es Ziel dieser Arbeit, ein universell einsetzbares Modul zur drahtlosen Kommunikation im 868 MHz-Bereich zu entwickeln, welches in einem Smart Meter zum Einsatz kommen kann.

Einen weiteren Vorteil der HF-Technologie im Bereich unter einem GHz stellt die Reichweite im Vergleich zum 2.4GHz-Band-Betrieb dar. Denn die Stärke der Freiraumdämpfung ist frequenzabhängig und kann mit der Friis-Formel berechnet werden. Sie besagt allgemein, dass die Reichweite sich bei konstanter Ausgangsleistung und halbierten Frequenz verdoppelt. Das bedeutet, dass eine niedrigere Frequenz wie zum Beispiel die 868MHz im SRD-Band im Vergleich zum 2.4GHz-Band eine 2,7-fach höhere Reichweite besitzt.

Da Datensammelstellen jedoch meist mehrere hundert Meter von einem Zähler entfernt sein können, besteht ein weiteres Ziel dieser Arbeit darin, die normale Reichweite dieser "Short Range Devices" (SRD) zu erhöhen. Es soll ein "Long Range Modul" (LRM) für Smart Meter in dieser Arbeit entwickelt werden. Jedoch ist die höchstens nutzbare Sendeleistung nicht im gesamten 868MHz-Band gleich und unbeschränkt, sondern auf 500mW (+27dBm) im Subband von 869,4 bis 869,65 MHz und in den anderen Subbändern auf maximal 5 bis 25mW gesetzlich begrenzt, wie folgende Abbildung der Frequenzverteilung und Bandnutzung zeigt:

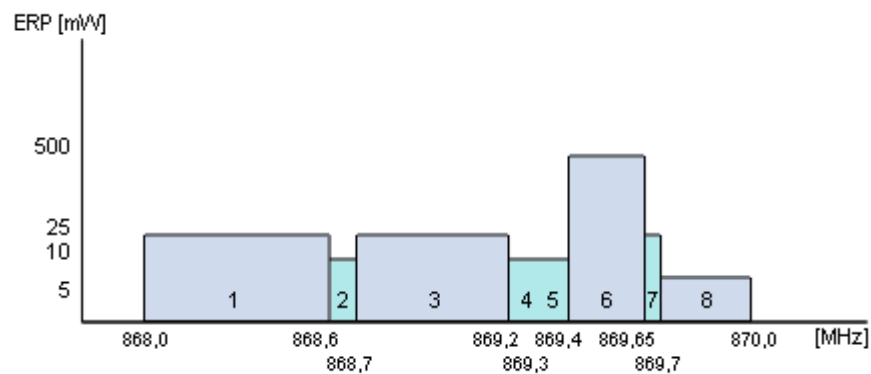


Abbildung 1: Zulässige Sendeleistungen im 868MHz-Band ^[5]

Einen weiteren wichtigen Faktor bildet der eigene Energieverbrauch des zu entwickelnden Moduls. Dieser sollte so gering wie möglich sein, um einen langen Batteriebetrieb zu ermöglichen. Hierzu soll ein Mikrocontroller mit Ultra-Low-Power-Technologie (ULP-Technologie) die Messwerte verarbeiten und weitergeben sowie nicht benötigte Verbraucher des Moduls deaktivieren können. Des Weiteren soll das neue Modul mit Vorgängermodulen Pin-kompatibel sein, um bereits vorhandene Hardware zu Evaluierungszwecken nutzen zu können. Dies erleichtert auch das Upgraden älterer Geräte für höhere Reichweiten.

2. Der Metering Bus ^[4]

Für den Einsatz des zu entwickelnden Moduls in einem drahtlosen Netzwerk zur Verbrauchsdatenerfassung ist es notwendig, dass die Kommunikation zwischen den einzelnen Komponenten festen Regeln nachgeht. Im Falle des Metering-Busses (M-Bus) legt diese der Standard EN13757 fest, wobei sich speziell der 4. Teil "Kommunikationssysteme für Zähler und deren Fernablesung – Zählerauslesung über Funk" mit den Anforderungen an die Parameter der physikalischen Schicht sowie der Verbindungsschicht für Systeme zur Fernablesung von Zählern befasst. An dieser Stelle soll der M-Bus nur kurz erwähnt werden, da die Implementierung des Protokolls am Ende der Hardwareentwicklung in einen Controller nicht mehr Teil dieser Arbeit ist.

Der oben genannte Standard besagt, dass "Zähler" mit anderen Systemkomponenten kommunizieren können, ohne dass hierzu ein manueller Eingriff erforderlich ist und dass während der gesamten Lebensdauer des Funkmoduls kein Batteriewechsel erforderlich ist.

In einem M-Bus-System fragt der Master, beispielsweise ein Datensammler, über einen Funkkanal einen Zähler über dessen eindeutige Adresse ab. Der Zähler wacht aus seinem Schlafmodus auf und sendet dem Master die Messwerte zurück. Anschließend geht der intelligente Zähler wieder in den Schlafmodus über, um Energie zu sparen.

Für die Kommunikation zwischen dem Datensammler und den intelligenten Zählern sind im Standard 13757-4 drei Betriebsarten nämlich S, T und R2, festgelegt. Die Betriebsart S, der stationäre Betrieb, wird hierbei für die Datenübermittlung zwischen Einrichtungen genutzt. Bei der Betriebsart T (häufiger Sendebetrieb) hingegen wird von einem Zähler mit wenigen Sekunden Abstand ein kurzes Telegramm gesendet, um Daten durch einen Sammler im Vorbeigehen oder -fahren zu erfassen. Der Zähler sendet dabei mindestens die eigene Zähler-Identifizierung und dessen Ablesewert. In der Betriebsart R2 (häufiger Empfangsbetrieb) hingegen lauscht der Zähler in regelmäßigen Abständen, ob eine Wecknachricht von einem Master gesendet wurde, um einen Ablesewert abzufragen.

3. Anforderungen an das Modul

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, soll das zu entwickelnde Funkmodul im 868MHz-Sub-GHz-Bereich mit Ultra-Low-Power-Technologie arbeiten, um auch den Batteriebetrieb zu ermöglichen. Diese und weitere allgemeinen Anforderungen an das Modul werden in folgender Tabelle zusammengefasst:

Parameter	Anforderung
Modul-Versorgungsspannung	3.0V ... 3.3V ... 3.6V
Betriebstemperaturbereich	-45°C ... +85°C
Maximale Bitfehlerrate	0.1%
Maximale Sendeleistung	+27dBm
Einstellung der Sendeleistung	$\leq 1\text{dB}$
Modulationsarten	GFSK, OOK (optional)
Frequenzband	868 MHz
Sende- / Empfangsbereit nach	max. 3ms (aus Standby)
Abmessungen	20x20mm ²

Tabelle 1: Allgemeine Anforderungen an das Funkmodul

Die Parameter der Funktechnik sind in nachfolgender Tabelle aufgeführt:

Empfangsparameter - Primärfunk	Anforderung
Mittenfrequenz	868,95 MHz
Empfindlichkeit	-103dBm
Datenrate	100kbps
Sendeparameter - Sekundärfunk	Anforderung
Mittenfrequenz	869,525 MHz
Sendeleistung	+23dBm ... +27dBm
Datenrate	37,5kbps
Empfangsparameter - Sekundärfunk	Anforderung
Mittenfrequenz	869,525 MHz
Empfindlichkeit	-105dBm
Datenrate	37,5kbps

Tabelle 2: Funktechnische Anforderungen an das Modul

Des Weiteren soll das Modul aus drei Komponenten bestehen:

Es soll ein separater Mikrocontroller zum Einsatz kommen, welcher durch andere pin-kompatible Controller mit identischem Footprint ersetzt werden kann, zum Beispiel mit dem Ziel der Skalierung des notwendigen Speichers. Das bedeutet, dass in der Evaluierungsphase des Moduls ein Controller mit viel Speicher verwendet werden kann und nach der Optimierung des Quellcodes ein MCU mit geringerem Speicher zum Einsatz kommen kann. Dies senkt die Kosten, da unter anderem kein neues Platinen-Layout erstellt werden muss.

Außerdem soll dieser Mikrocontroller ein 16-Bit-Rechner, mit einer Betriebsfrequenz von 20MHz, sein.

Die 2. Komponente des Funkmoduls ist ein Transceiver. Dieser wandelt die zu sendenden digitalen Daten in das Hochfrequenzsignal um und umgekehrt.

Zwar gibt es derzeit schon SoC-Lösungen, die Transceiver und MCU vereinen, diese haben jedoch folgende entscheidende Nachteile: Zum einen ist der bereits integrierte Controller nicht in einem ausreichenden Rahmen, im Bezug auf dessen Speicher, skalierbar und zum zweiten gibt es derzeit nur einen SoC, den CC430 von "Texas Instruments", mit der 16-Bit-Rechner-Architektur.

Das 3. Bauelement des Funkmoduls stellt ein Front End dar. Dieses besteht aus einem Leistungsverstärker für Hochfrequenzsignale, um die maximal vom Gesetz erlaubten +27dBm Ausgangsleistung und somit maximale Reichweite zu erhalten, und einem LNA (Low Noise Amplifier) für eine verbesserte Empfindlichkeit.

Im nachfolgenden Kapitel soll nun das Zielsystem unter Einhaltung der genannten Anforderungen erstellt werden.

4. Systementwurf und Blockschaltbild

4.1. Systematische Zergliederung

Nachdem die Anforderung an das System feststehen, kann folgendes erstes Blockschaltbild erstellt werden:

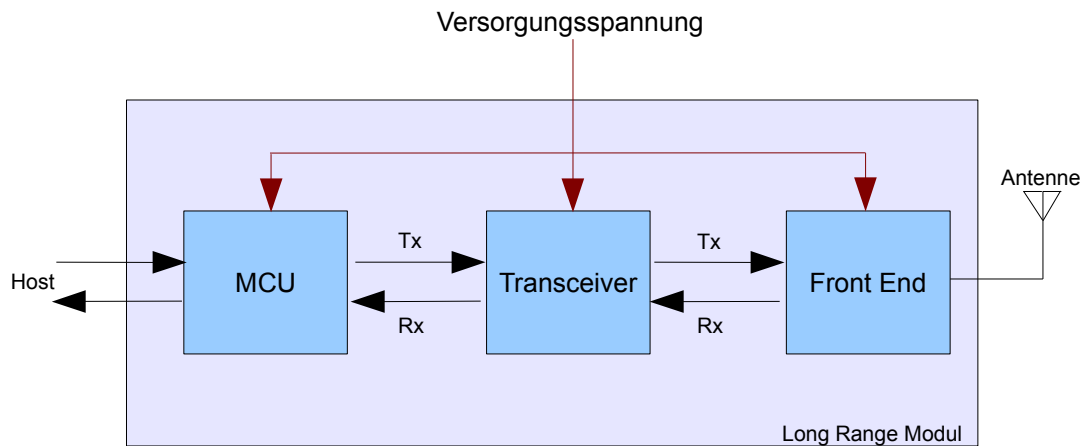


Abbildung 2: Grobes Blockschaltbild des Long Range Moduls

Wie bereits erwähnt, soll das Zielsystem, ein Modul, aus einem Mikrokontroller zur Datenverarbeitung und Kommunikation mit dem Hostsystem, einem Transceiver, der empfangene Signale digitalisiert bzw. digitale Daten zum Senden moduliert, und einer Leistungsstufe im Sendebetrieb sowie einem rauscharmen Empfangsverstärker sein.

Dies bildet nun die Grundlage für die in den folgenden Kapiteln beschriebene Bauelementerecherche.

4.2 Wahl eines Controllers^[6,7,8]

Durch den geplanten Einsatz eines 16-Bit-Betriebssystems der Firma "lesswire AG" auf dem zu entwickelnden Long Range Funkmodul wird auch eine 16-Bit-Rechnerarchitektur des Controllers bedingt. Außerdem müssen die Anforderungen, wie die Betriebsfrequenz von 20MHz und die Ultra-Low-Power-Technologie, erfüllt werden. Alle diese Bedingungen vereint derzeit nur die Mikrocontroller-Familie MSP430 von "Texas Instruments".

Diese Mikrocontroller wurden speziell für extrem geringe Stromaufnahmen und somit den Langzeitbetrieb mit Batterien konzipiert. Hierfür besitzt die MSP430-Familie die so genannten Low-Power-Modi LPM, um den Controller "schlafen zu legen", sofern er nicht gebraucht wird.

Ein weiterer Vorteil der MSP430-Controller besteht darin, dass kein zusätzliches Programmierwerkzeug notwendig ist, da sie mit den integrierten Bootloadern programmiert werden können. Ab der Familie MSP430F55xx besitzen sie sogar eine eigene USB-Schnittstelle mit USB-Bootloader und sind zum Herunterladen von Firmware geeignet. Dies bietet eine kostengünstige Variante der Entwicklung, bis hin zur Serienproduktion.

Da das Zielsystem in seinen geometrischen Abmessungen sehr begrenzt ist, muss der Controller ebenfalls geringe Abmessungen, aber auch eine genügend große Anzahl an Schnittstellen und Ports besitzen. Hierbei bietet sich ein BGA-Gehäuse an. Die MSP430F5xxx-Familie wird in einem solchen angeboten. Des Weiteren sind alle verfügbaren Controller dieser Serie, mit gleichem Gehäuse ebenfalls pinkompatibel und in ihrer Speichergröße skalierbar. Dies soll folgende Tabelle verdeutlichen:

MSP430F	53	53	53	53	53	55	55	55	55	55	55	55	55
xxxx	09	10	24	26	28	09	10	13	14	22	24	26	28
Gehäuse	80BGA ZQE												
Flash (kB)	24	32	64	96	128	24	32		64	32	64	96	128
SRAM (B)	6144			8192	10240	4096				8192	4096	6144	8192
VDD	1.8V – 3.6V												
I Aktiv	195µA/		290µA/			195µA/		290µA/					
Mode	MHz		MHz			MHz		MHz					
LPM3	I = 2µA												

Tabelle 3: Vergleich der Controllerfamilie MSP430F5xxx^[8]

Neben dem bereits erwähnten USB-Port ab der Familie MSP430F55xx besitzen alle Controller 2 serielle Schnittstellen, wie UART und SPI. Dies bietet die Grundlage für eine Kommunikation des Mikrocontrollers mit einem Host-System, um beispielsweise Sendeaufträge entgegenzunehmen und separat einen Transceiver zu steuern. Weiterhin stellen sie genügend GPIO für Steuerungsaufgaben zur Verfügung.

Eine Betriebsfrequenz von 20MHz steht bei diesem MCU ab einer Betriebsspannung von 2.2V zur Verfügung, wie folgende Abbildung aus dem Datenblatt zeigt:

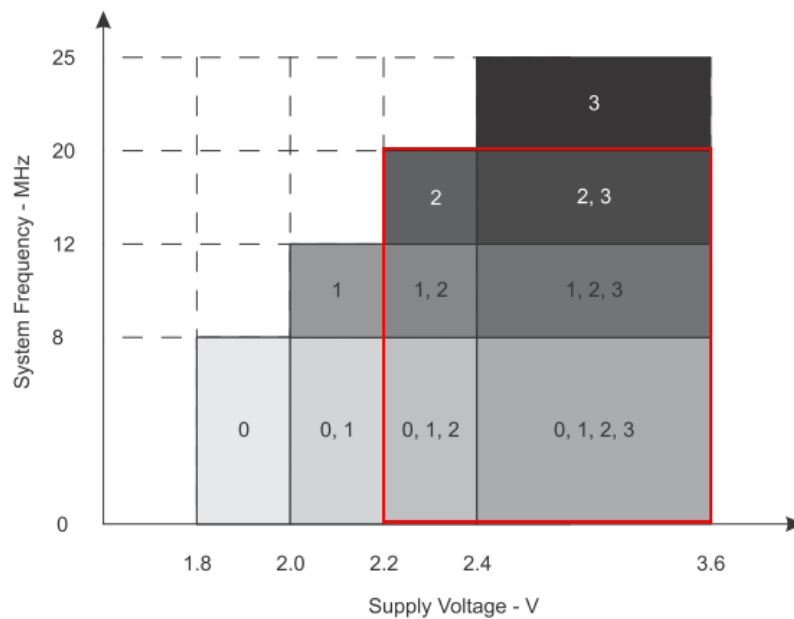


Abbildung 3: Betriebsfrequenzen des MSP430F5xxx vs. Betriebsspannung^[8]

Das bedeutet, eine feste Versorgungsspannung des Controllers von 2.3V sorgt für eine sichere Betriebsfrequenz von 20MHz und gleichzeitig für einen geringeren Verbrauch als bei einer höheren Betriebsspannung, wie der Nominalspannung des Moduls mit 3.3V. Somit sollte für einen längeren Betrieb, beispielsweise an einer Batterie, ein Spannungsregler verwendet werden, welcher mit kaum merklichen Verlusten die Betriebsspannung herunter regelt. Ein weiterer Vorteil liegt in der permanent konstanten Versorgung für analoge Komponenten wie Analog-Digital-Wandler und dergleichen.

Für die Prototypen-Realisierung des LRM soll also ein MSP430F5528 verwendet werden. Dieser bietet mit seinen 128kB Flash und 8kB RAM einen relativ großen Raum für die Programmierung, ohne dass der erste Quellcode optimiert wurde. Des Weiteren besitzt dieser die integrierte USB-Schnittstelle für Evaluierungszwecke. Als Gehäuseform wird der bereits in obiger Tabelle erwähnte 80-Pin-BGA ZQE verwendet, da dieser mit $5 \times 5 \text{ mm}^2$ die geringsten Abmessungen besitzt. Im Vergleich hierzu hat das QFN-Gehäuse die Abmessungen von $9 \times 9 \text{ mm}^2$ plus ca. 1mm pro Seite für die Kontaktierung. Der MSP im QFN-Gehäuse würde deshalb kaum noch Platz für weitere Bauelemente auf dem $20 \times 20 \text{ mm}^2$ großen Modul lassen.

Der Strombedarf des MSP430F5528 im Low-Power-Modus LPM3, in welchem der Controller fast immer arbeiten sollte, liegt bei ca. $2 \mu\text{A}$. Im aktiven Modus, z. B. beim Empfangen, Senden und Verarbeiten von Daten, verbraucht der MSP430F5528 ca. 7mA, ohne externe Komponenten wie beispielsweise ein Quarz. Um die Stromaufnahme auch weiterhin gering zu halten muss natürlich auch die Software des Moduls einige Regeln erfüllen. So sollten alle nicht benötigten Komponenten abgeschaltet werden, längere Berechnungen sollten vermieden werden sowie der LPM3 nur so selten wie notwendig verlassen werden.

4.3 Wahl eines Transceivers ^[9,10]

Transceiver für das 868MHz ISM-Band sind derzeit in großer Anzahl und in allen preislichen Kategorien erhältlich. Ein Vergleich aktueller Bauelemente mit den wesentlichen Eigenschaften kann dem Anhang entnommen werden, daher wird an dieser Stelle nicht auf die Bandbreite der Transceiver eingegangen.

Am meisten überzeugt hat jedoch die Transceiver-Familie SI446x von "Silicon Laboratories". Diese Transceiver ermöglichen eine sehr feine Einstellung der Ausgangsleistung, sehr hohe Datenraten bis 1Mbps, niedrigen Stromverbrauch und das bei einem niedrigen Preis. Weiterhin sind sehr detaillierte Informationen zu dem Schaltkreis durch den Hersteller in Form von Application Notes verfügbar.

Diese Schaltkreis-Familie wurde unter anderem für Smart Meter, Sicherheitssysteme und industrielle Steuerungen entwickelt. Daher wurde viel Wert auf eine hohe HF-Performance gelegt, um auch den konformen Betrieb nach den streng geregelten Schmalband-Standards zu gewährleisten. Außerdem enthalten sie spezielle Algorithmen, um im alleinigen Betrieb, d.h. ohne ein zusätzliches Front End, wie in dieser Arbeit, die Reichweite zu verdoppeln. Die Transceiver werden in zwei Arten angeboten, zum einen mit einer kontinuierlich einstellbaren Frequenz von 119MHz bis 1050MHz beim SI4464 mit maximal +20dBm Ausgangsleistung, und zum anderen die SI4460/61/63 mit einstellbaren Frequenzen in den Hauptbändern und ebenfalls einer maximalen Ausgangsleistung von bis zu +20dBm.

Diese Transceiver-Familie entspricht des Weiteren gemäß Datenblatt der Spezifikation 802.15.4 d/g sowie dem Wireless-M-Bus-Protokoll für das Smart-Metering.

Weiterhin ist die SI446x-Familie energieeffizient und kann somit im Batteriebetrieb die Lebensdauer erhöhen. Im Sleep- und Standby-Betrieb verbrauchen sie gerade einmal 50nA. Auch im Sendebetrieb bei +10dBm Ausgangsleistung werden nur 18mA benötigt. Mehr Leistung wird in dieser Arbeit von Transceiver auch nicht nötig sein, da ein Front End nachgeschaltet werden soll, und dessen maximaler Eingangspegel begrenzt ist. Der Verbrauch im Empfangsmodus mit höherer Empfindlichkeit beträgt ebenfalls lediglich 13mA.

Da, wie bereits erwähnt, nur eine relativ geringe Sendeleistung des Transceivers für das LRM notwendig ist, wurde sich in dieser Arbeit für den SI4460 entschieden. Eine Auswahl der technischen Daten ist in folgender Tabelle aufgeführt:

Parameter gem. Datenblatt und Referenzdesign	
Versorgungsspannung	1.8V ... 3.3V ... 3.6V
Strom in Standby-Betrieb	50nA
Strom im Sende-Modus 10dBm	18mA (3.3V, 868MHz)
Strom im Empfangs-Modus	13mA (High Performance Mode)
Frequenzband für LRM	850 - 1050MHz
Empfindlichkeit bei 100kbps	-106dBm (GFSK)
Empfindlichkeit bei 40kbps	-110dBm (GFSK)
Schrittweite der Ausgangsleistung	0.1dB
Einstellbarer Ausgangsleistungsbereich	-40 ... +13dBm
Modulationsarten	2(G)FSK,4(G)FSK,OOK
Betriebstemperaturbereich	-40°C ... +85°C
Gehäuse	20-QFN 4x4mm ²

Tabelle 4: Technische Daten des SI4460 ^[10]

Diese kurze Übersicht zeigt, dass der Transceiver den Anforderungen an das Modul, in Bezug auf den Primär- und Sekundärfunk, gemäß Kapitel 3 entspricht.

Die Ausgangsleistung des Transceivers schwankt jedoch mit seiner Betriebsspannung, wie folgende Abbildung zeigt:

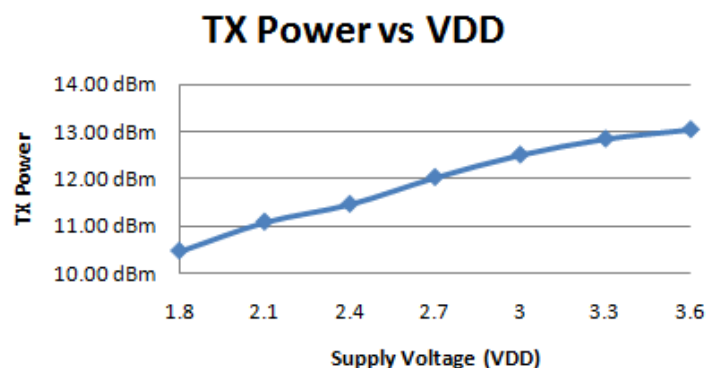


Abbildung 4: Abhängigkeit der Sendeleistung von der Betriebsspannung ^[10]

Dies muss in der Übertragungsstrecke zwischen Transceiver und Front End berücksichtigt werden. Der maximale Eingangspegel des Front End darf nicht überschritten werden und diesen zerstören. Abhilfe schafft auch hier ein Spannungsregler für den Transceiver sowie ein zusätzliches Dämpfungsglied im Übertragungspfad. Auch der Stromverbrauch dürfte sich hierbei, im Vergleich zur nominalen Modul-Versorgungsspannung, senken.

Einen weiteren Faktor, der die Ausgangsleistung beeinflusst, stellt die Temperatur dar. Gemäß Datenblatt schwankt hier die Leistung über den gesamten Temperaturbereich um ca. 2dB:

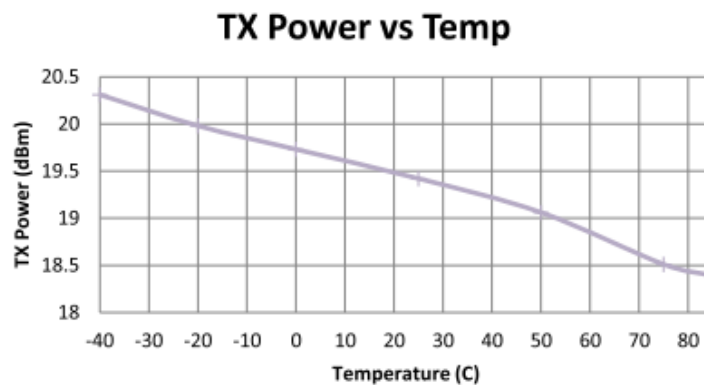


Abbildung 5: Temperaturabhängigkeit der Ausgangsleistung bei +20dBm^[10]

Dies sollte gleichfalls in der Sicherheit der Übertragungsstrecke eingeplant werden.

Alle Transceiver der SI446x-Familie werden über die SPI-Schnittstelle gesteuert und sind pin-kompatibel, daher können sie untereinander als Bestückungsvarianten ausgetauscht werden. Denn ab dem SI4461 ist beispielsweise ein LNA-Schutz-Schalter, wegen der höheren Ausgangsleistungen, integriert und bei dem SI4464 kann man die Frequenzen kontinuierlich einstellen, auch ausserhalb der Hauptbänder.

4.4 Spannungsversorgung für MCU und Transceiver ^[8,10,11]

Wie bereits in den beiden vorangegangenen Kapitel erwähnt, kann der Einsatz eines Spannungsreglers für den Betrieb des Mikrocontrollers und des Transceivers von Vorteil sein. Daher soll ein Regler als Bestückungsoption zu Evaluierungszwecken vorgesehen werden. Alternativ soll dieser durch einen niederohmigen Widerstand ersetzt werden können. Dies erzeugt auch eine zusätzliche Möglichkeit zur Messung des Strombedarfes der beiden Schaltkreise und dessen Peripherie.

Da der MSP430F5528 eine Versorgungsspannung von 2.3V für einen sicheren Betrieb mit 20MHz benötigt, stellt dies die minimale Ausgangsspannung des Reglers dar. Der geschätzte maximale Stromverbrauch von Controller und Transceiver ist in folgender Tabelle aufgelistet:

Strombedarf MSP430F5528	7mA
	(Active Mode)
Strombedarf Transceiver beim Senden	18mA
	(10dBm)
Gesamtbedarf mindestens:	<u>25mA</u>

Tabelle 5: Geschätzter Strombedarf von Transceiver und MCU ^[8,10]

Mit einer zusätzlichen Sicherheit von 25mA für Querströme, Verluste und Peripherie-Bauelemente sollte der Regler einen Ausgangsstrom von 50mA zur Verfügung stellen können.

Eine Lösung bietet der TPS71523 von "Texas Instruments". Dieser liefert eine fixe Ausgangsspannung von 2.3V mit einem nominellen Ausgangsstrom von 50mA (Maximalstrom: 90mA) über einen Temperaturbereich von -40°C bis 125°C. Der Eingangsspannungsbereich liegt zwischen 3.0V und 24V.

Nachteile des Reglers sind jedoch folgende: Der Eigenstrombedarf ist mit ca. 3.2µA relativ hoch (für Standby-Betrieb ausschlaggebend) und er besitzt keine Bypass-Funktion. Aber das Footprint des SC70-Gehäuses erlaubt die Platzierung eines Shunt-Widerstandes der Bauform 0402 anstelle des Reglers.

4.5 Wahl eines Front End^[12]

Die gesetzlichen Regularien erlauben eine maximale Sendeleistung von +27dBm im 868MHz-Band, wie bereits in Kapitel 1 erwähnt wurde. Integrierte Front End Schaltkreise gibt es, genau wie bei den Transceivern, eine ganze Reihe und auch mit höheren Leistungen als erforderlich. Eine Auswahl dieser verschiedenen Schaltkreise ist dem Anhang beigelegt.

Für den Einsatz im LRM dieser Arbeit, unter Berücksichtigung der Möglichkeiten entsprechend der Tabelle im Anhang, bietet sich das Front End CC1190 von "Texas Instruments" mit seiner geringen Bauform und seiner Ausgangsleistung von +27dBm an. Gemäß Datenblatt des CC1190 ist dessen Ausgangsleistung sogar mit +27.7dBm angegeben. Diese zusätzliche Leistungsreserve ist auch für die Betrachtung der Ausgangsfilterung von Bedeutung, da die realen Filterelemente zusätzliche Verluste hervorrufen. Es ist zwar auch möglich, ein Front End mit höherer Leistung zu wählen, dieses muss dann jedoch soweit gedämpft werden, dass die gesetzlichen Vorgaben in keinem Fall überschritten werden, was wiederum gegen Energieeffizienz spricht.

Einen weiteren Vorteil des CC1190 bietet der zusätzlich integrierte Low Noise Amplifier (LNA), trotz der relativ geringen Gehäusegröße, welcher die Empfangsqualität deutlich steigern kann. Theoretisch ist der LNA des Transceivers empfindlich genug und benötigt keinen zusätzlichen Verstärker, jedoch ermöglicht er eine zusätzliche Filterung, ohne Verluste in der Empfangsstrecke zu riskieren.

Wie bereits im Kapitel 4.3 erwähnt, besitzt das Front End einen maximalen Eingangspegel von +10dBm, der nicht überschritten werden darf, um es nicht zu zerstören. Der gewählte Transceiver SI4460 kann eine maximale Ausgangsleistung von +13dBm bei einer Versorgungsspannung von 3.6V erreichen, plus der Einflüsse der Temperatur von maximal 2dB. Das bedeutet, es muss zur Sicherheit vor fehlerhaften Programmierungen ein Dämpfungsglied mit mindestens 5dB in die Übertragungsstrecke integriert werden.

4.6 Blockschaltbild des Long Range Moduls

Nachdem die Hauptelemente Mikrocontroller, Transceiver und Front End feststehen, kann das Blockschaltbild des LRM wie folgt vervollständigt werden:

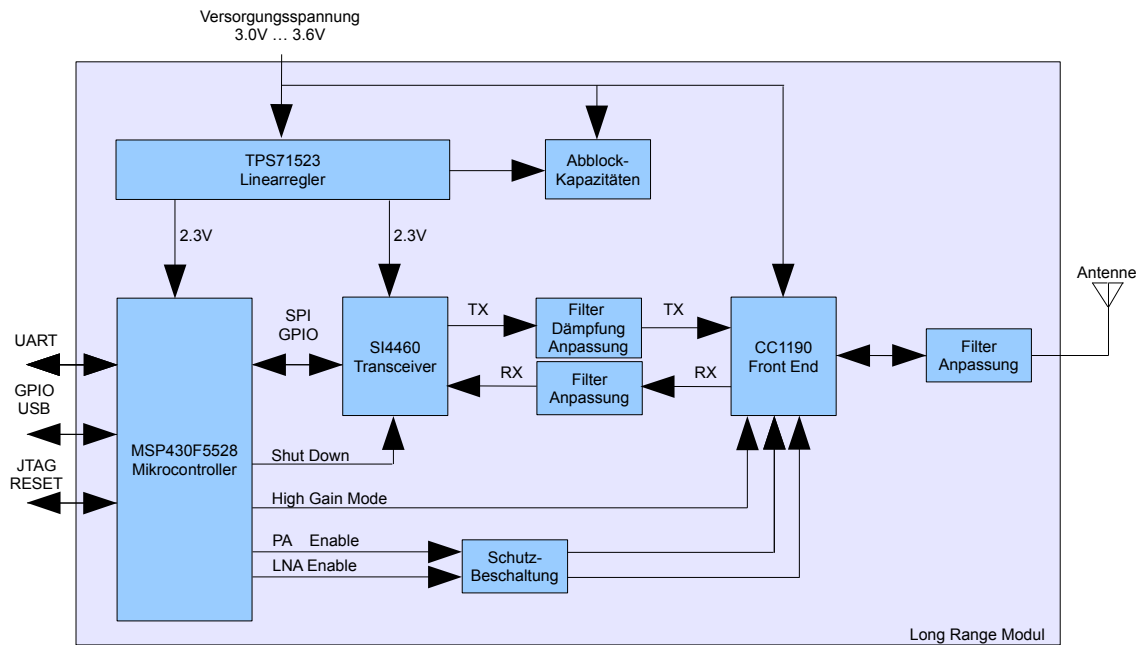


Abbildung 6: Blockschaltbild des LRM mit den gewählten Schaltkreisen

In den nachfolgenden Kapiteln werden die Anpassungs-, Dämpfungs- und Filterelemente für das Modul berechnet sowie reale Bauelemente gewählt und simuliert.

5. Berechnung von Anpassungs- und Filterkomponenten

5.1 Komponenten einer Hochfrequenzschaltung^[13]

In der analogen Schaltungstechnik und speziell in der Hochfrequenzschaltungstechnik sind Leitungen auf Leiterplatten nicht nur Verbindungen zwischen zwei oder mehreren Komponenten, Kapazitäten haben nicht nur kapazitive Eigenschaften und Induktivitäten besitzen nicht nur induktives Verhalten. Auch die augenscheinlich einfachen Widerstände besitzen bei höheren Frequenzen weitere Eigenschaften.

Leitbahnen

In niederfrequenten Schaltungen spielen sie nur eine untergeordnete Rolle als niederohmige Verbindung von Komponenten zum Ladungsträgeraustausch. Doch mit steigender Frequenz steigt auch das Magnetfeld in der Mitte der Leitung und stellt eine Impedanz für Ladungsträger dar. Diese bewirkt eine Verringerung des Stromflusses in der Mitte der Leitbahn und einen dichteren Fluss der Ladungsträger im Randbereich. Diese Erscheinung wird als Skin-Effekt bezeichnet und tritt in allen Bauelementen, wie zum Beispiel in den “Anschlussbeinchen” von Widerständen, Kondensatoren und Induktivitäten auf. D.h. mit steigender Frequenz verringert sich der Querschnitt der leitenden Fläche einer Leitbahn und lässt den Widerstand der Leitung steigen. Dies führt zu unverhinderbaren Verlusten, was beispielsweise die Empfindlichkeit eines Empfängers verschlechtert, bzw. die maximal erreichbare Ausgangsleistung eines Hochfrequenz-Verstärkers reduziert. Hierbei ist vor allem die Leitbahnbreite und -länge von größter Bedeutung.

Eine weitere Eigenschaft von Leitbahnen im Hochfrequenzbereich besteht im Ausbilden eines Magnetfeldes um einen stromführenden Leiter herum. Ist dieser Strom zusätzlich alternierend (Wechselstrom), so wird eine Spannung in der Leitung induziert, welche dem Ladungsträgeraustausch entgegen wirkt.

Diese Eigenschaften einer Leitbahn bilden unter anderem die Grundlage der weiteren Betrachtungen in Kapitel 7 zum Layoutentwurf des Long Range Moduls.

Widerstände

Der elektrische Widerstand ist eine Eigenschaft, die beschreibt, wieviel elektrische Energie bei einem bestimmten Strom in Wärmeenergie umgewandelt wird. Dies gilt vor allem im Bereich der Gleichströme und der niederfrequenten Ströme. Steigen die Frequenzen an, so entstehen zunehmend auch parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten. Vor allem gewickelte Widerstände zeigen anfänglich sehr stark induktives Verhalten und lassen den Widerstandswert mit der Frequenz steigen. Ab einer gewissen Frequenz kommt es dann zur Resonanz zwischen dem induktiven Anteil und den parasitären Wicklungskapazitäten und erzeugen eine Impedanzspitze. Steigt ab diesem Punkt die Frequenz weiter an, so verringert sich der Widerstandswert durch die nun überwiegenden kapazitiven Eigenschaften. Metallschicht-Widerstände scheinen die besten Eigenschaften zu besitzen, denn sie verfügen kaum über einen induktiven Anteil. Aber auch sie neigen dazu, bei höheren Frequenzen den Widerstandswert zu senken.

Kapazitäten

Kapazitäten werden in Hochfrequenzschaltungen sehr häufig verwendet, beispielsweise als Bypass, zur Entkopplung, in Filtern oder Schwingkreisen.

Eines der wichtigsten Merkmale einer Kapazität ist das Dielektrikum. Dies bestimmt unter anderem den Spannungsbereich und die Temperaturextrema, bei der ein Gerät bzw. eine Schaltung arbeiten kann.

Das äquivalente Ersatzschaltbild einer Kapazität hat folgendes Aussehen:

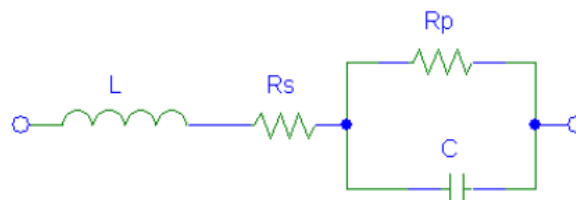


Abbildung 7: Ersatzschaltbild einer realen Kapazität

Hier steht C für die Kapazität an sich, R_s ist der Wärmeverlust (Umwandlung in Wärmeenergie), der durch den Leistungsfaktor (PF) beschrieben werden kann, R_p als Isolationswiderstand und L die Induktivität der Anschlüsse und Anschlussflächen. Auf die Einzelheiten soll hier jedoch nicht genauer eingegangen werden.

Wichtig für den HF-Entwickler ist jedoch die Güte Q eines Bauelementes zu kennen, da diese beispielsweise eine hohe Bedeutung, vor allem bei Filteraufgaben, besitzen. Die Güte einer Kapazität berechnet sich zu:

$$Q = \frac{X_C}{ESR}$$

ESR ist hierbei der effektive Serienwiderstand aus der Kombination der Widerstände R_s und R_p und entspricht dem Wechselstromwiderstand der Kapazität. Dieser Wert wird durch den Hersteller angegeben und sollte bei der Berechnung bzw. Simulation der S-Parameter bei einem Filterentwurf berücksichtigt werden.

Kapazitäten für HF-Anwendungen

In HF-Anwendungen finden üblicherweise Keramikkondensatoren mit hoher Güte (high-Q / low ESR) Verwendung. Hierbei besteht das Anschlussmaterial aus Silber, welche für sehr geringe Übergangs- und somit Verlustwiderstände sorgt. Des Weiteren besitzen sie in den Höchsthfrequenzen sehr geringe Anschlussinduktivitäten. Jedoch sind diese auch wesentlich teurer in der Beschaffung und können unter Umständen ein besonderes PCB-Layout verlangen. Diese werden typischerweise ab Frequenzen über 500MHz verwendet, wo parasitäre Induktivitäten nicht toleriert werden können.

Induktivitäten

Eine Induktivität ist eine gewickelte Leitung oder Spule, um den magnetischen Fluss durch die Verkettung der Windungen zu erhöhen. Induktivitäten werden in Hochfrequenzschaltungen vor allem in Schwingkreisen, Filtern, Phasenschiebern oder als Drossel verwendet. Genau wie der Widerstand und die Kapazität ist die reale Induktivität nicht ideal. Das Ersatzschaltbild kann wie folgt dargestellt werden:

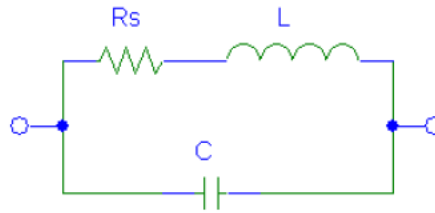


Abbildung 8: Ersatzschaltbild einer realen Induktivität

Hierbei repräsentiert L die Induktivität selbst, C die Streukapazität, welche sich zwischen den Windungen ausbildet, und R_s dem ohmschen Anteil der gewickelten Leitung. Bei niedrigen Frequenzen besitzt die Induktivität annähernd ideales Verhalten. Jedoch mit steigender Frequenz nähert sie sich der parallelen Selbstresonanz. Ab diesem Punkt verringert sich mit steigender Frequenz das induktive Verhalten und zeigt immer mehr kapazitives Verhalten. Die Qualität einer Induktivität wird auch hier wieder mit der Güte Q angegeben:

$$Q = \frac{X_L}{R_s}$$

Würde eine Induktivität mit einem idealen Leiter mit $R_s = 0 \, \Omega$ gewickelt werden, wäre demnach die Güte unendlich und man erhält eine verlustfreie Induktivität. Natürlich gibt es keinen idealen Leiter, und so besitzt eine Induktivität immer auch eine endliche Güte. Bei niedrigen Frequenzen ist die Güte sehr gut, da nur der Gleichstromwiderstand der Windungen zum Tragen kommt. Aber sobald die Frequenz steigt, führt dies zum der Skin-Effekt und parasitären Streukapazitäten und einer Verschlechterung der Qualität der Induktivität. Daher gilt:

- je kleiner die Induktivität desto geringer die Güte,
- je kleiner das Gehäuse desto geringer die Güte.

Die Güte der Bauelemente kann für schmalbandige Anwendungen dem Datenblatt entnommen werden. Für breitbandige Anwendungen sollte unbedingt mit den parasitären Ersatzelementen gerechnet werden.

5.2 S-Parameter zur Bewertung des Filterentwurfs^[13,36]

Scattering-Parameter (S-Parameter) sind ein sehr nützliches Hilfsmittel für den Entwurf analoger Filter. Sie sind einfacher zu messen und interpretierbar als beispielsweise die Admittanz-Parameter (Y-Parameter) und werden somit immer häufiger verwendet.

Während die Y-Parameter Ein- und Ausgangsspannungen sowie Ein- und Ausgangsströme zur Charakterisierung eines 2-Port-Netzwerkes verwenden, arbeitet man bei den S-Parametern mit passierenden (durchlaufenden) und reflektierenden Wellen an den Ports. Des Weiteren ist es nicht notwendig, den Port eines Netzwerkes oder Gerätes kurzzuschließen, sondern er ist immer mit einer charakteristischen Impedanz abgeschlossen. In den meisten Fällen, wie in Messsystemen, beträgt diese Impedanz 50 Ohm, ohne Blindanteile. Dieser definierte Abschluss ist wesentlich einfacher zu handhaben als ein Kurzschluß, wie bei den Admittanz-Parametern.

Für das Verständnis der S-Parameter ist es notwendig, sich mit der Leitungstheorie auseinander zu setzen. Auf diese wird hier jedoch nicht im Detail eingegangen. Nur soweit: Eine Quelle liefert eine Spannung, einen Strom oder eine Leistung an eine Lastimpedanz über eine Leitung mit einer charakteristischen Impedanz. Auf dieser Leitung wird demnach eine hinlaufende Welle (a_1 , "incident wave") in Richtung Last ausgesendet und bei einer Fehlanpassung eine rücklaufende Welle (b_1 , "reflected wave") zurück an die Quelle gesendet. Hierbei bedeutet eine Anpassung, dass die charakteristische Impedanz der Leitung an die Lastimpedanz angepasst sein muss, um eine Reflektion zu vermeiden. Gleiches gilt auch für die Anpassung der Quellenimpedanz an die Leitungsimpedanz, da auch hier eine Welle aus der Senkenrichtung wieder zurück reflektiert werden kann. Somit kann es zu pendelnden Wellen kommen, die ungenügend gedämpft sind und dann zu einer Überlagerung führen. Diese wiederum führen zur Auslöschung, Überhöhung oder/und Verzerrung des eigentlich zu sendenden Signals aus Richtung der Quelle zur Senke. Bei einer perfekten Anpassung ist demnach keine Reflektion vorhanden.

Das Modell der S-Parameter an einem 2-Tor hat dabei folgendes Aussehen:

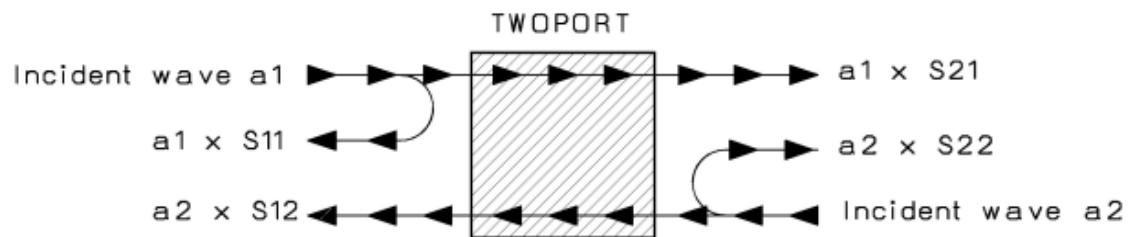


Abbildung 9: S-Parameter-Modell ^[36]

S11 -Eingangsreflektionsfaktor und S22 - Ausgangsreflektionsfaktor

Wird ein Zweitor ordnungsgemäß mit einer Last abgeschlossen, so ist nicht mit einer Reflektion in Richtung Quelle zu rechnen, d.h. die reflektierte Welle a2 aus Richtung Senke ist Null und der Eingangsreflektionsfaktor kann wie folgt berechnet werden:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ für } a_2=0$$

Dem Eingangsreflektionsfaktor äquivalent, nur aus der entgegengesetzten Richtung, ist der Ausgangsreflektionsfaktor, der wie folgt beschrieben wird:

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \text{ für } a_1=0$$

Dies bedeutet, bei einer korrekt angepasst angeschlossenen Quelle an ein Zweittor ist nicht mit einer Reflektion zurück an die Last zu rechnen.

S12 -Rückwärts-Übertragungsfaktor

Der Rückwärts-Übertragungsfaktor liefert eine Aussage über die Rückwirkungen vom Ausgang zurück an den Eingang, wenn am Eingang nicht gespeißt wird aber dieser korrekt abgeschlossen wurde. Aus messtechnischer Sicht wird hierbei auf den Ausgang eine “Welle” gegeben und die Übertragung in Richtung Eingang geprüft. Der zugehörige S-Parameter hat folgendes Aussehen:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \text{ für } a_1=0$$

S21 -Vorwärts-Übertragungsfaktor

Der Vorwärts-Übertragungsfaktor entspricht der Übertragungsfunktion zwischen Quelle und Senke und zeigt beispielsweise die Dämpfung eines Filters oder die Verstärkung eines Front End sowie den Frequenzgang des Zweitorts an. Der zugehörige S-Parameter lautet:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \text{ für } a_2=0$$

In den nachfolgenden Kapiteln werden nun Filter für das Funkmodul berechnet und simuliert. Hierbei werden die S-Parameter ein hilfreiches Mittel zur Anpassung zwischen den Komponenten sein, sowie eine Aussage über die zu erwartenden Verluste bei den realen Bauelementeschaltungen geben. Dies ist deshalb notwendig, um eine maximal mögliche Ausgangsleistung des Modul zu erreichen.

5.3 Analoge Filter ^[12,13,14]

Das Front End CC1190 von "Texas Instruments" erzeugt, gemäß Datenblatt, bei einer Eingangsleistung von 5dBm im High Gain Mode (HGM) bei der 2. und 3. Harmonischen folgende Ausgangsleistungen:

2nd harmonic power	HGM = 1, PIN = 5 dBm See application note AN001 (SWRA090) for regulatory requirements.		2.5		dBm
3rd harmonic power			-37		

Abbildung 10: Leistung der Oberwellen des CC1190 ^[12]

Das bedeutet, die 1. Oberwelle bei einer Grundfrequenz von 869.525MHz liegt bei 1.739GHz mit einer Sendeleistung von 2.5dBm, und die 2.Oberwelle liegt bei 2.608GHz mit -37dBm Ausgangsleistung.

Die gesetzlichen Vorgaben für den Betrieb von Short Range Devices (SRD), also auch das LRM, sind in den SRD-Regularien festgelegt. Folgende Tabelle zeigt die Grenzwerte für die Nebenaussendung:

State	47-74 MHz 87.5-118 MHz 174-230 MHz 470-862MHz	Other frequencies below 1000 MHz	Above 1000 MHz
Operating	4nW = -54 dBm	250nW = -36dBm	1µW = -30dBm
Standby	2nW = -57dBm	2nW = -57dBm	20nW = -47dBm

Abbildung 11: Grenzwerte für Nebenaussendungen von SRD's ^[14]

Man kann erkennen, dass das Front End im Sendebetrieb (Operating) mit der 1.Oberwelle den Grenzwert von -30dBm deutlich übersteigt. Um die Ausgangsleistung unter den zulässigen Wert zu senken, benötigt man ein Tiefpassfilter, bevor das Sendesignal in die Antenne gespeist wird. Für eine sichere Einhaltung der o.g. Regularien sollte das Filter die 1.Oberwelle mit ca. 40dB bedämpfen.

Hierfür existieren eine Reihe analoger Filter, die zum Einsatz kommen können. Nachfolgend sollen hier zwei Arten vorgestellt werden und mit dem für das LRM am günstigsten erscheinenden Filter berechnet und simuliert werden.

Butterworth-Filter

Butterworth-Filter sind Filter mit mittlerer Güte und werden verwendet, wenn der Durchlassbereich im Amplitudengang keine Welligkeit aufweisen soll. Bedingt durch die mittlere Güte ist auch dessen anfänglicher Dämpfungswert nicht so gut wie bei anderen Filtern. Deshalb werden solche Designs auch der "goldene Mittelweg" genannt.

Die Dämpfung eines Butterworth-Filter wird wie folgt berechnet:

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right]$$

ω = Frequenz, bei der die Dämpfung berechnet werden soll

ω_c = 3dB-Grenzfrequenz des Filters

n = Anzahl der Filterelemente (Ordnung)

Ausgehend von dieser Formel ergibt sich folgendes Diagramm, welches die charakteristische Dämpfung eines Butterworth-Filters in Abhängigkeit von der Anzahl der Filterelemente zeigt:

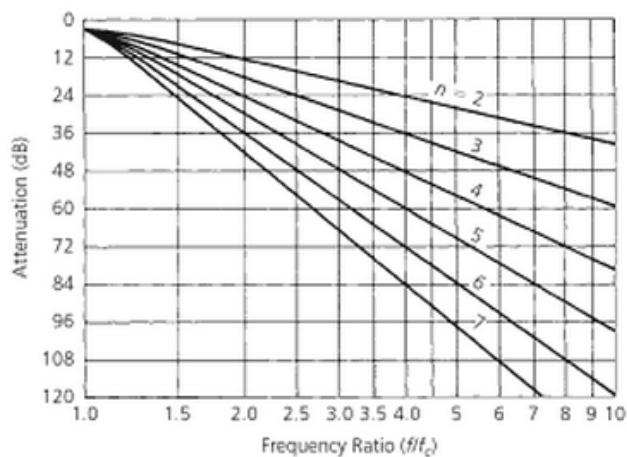


Abbildung 12: Dämpfung von Butterworth-Filtern in Abh. der Filterelemente ^[13]

Ausgehend von der Grenzfrequenz des Tiefpassfilters benötigt man mindestens ein Butterworth-Filter der 5.Ordnung, um das doppelte der Grenzfrequenz mit ca. 30dB zu dämpfen. Um jedoch eine Dämpfung von mindestens 40dB zu erhalten, soll nachfolgend die Anzahl der Filterelemente berechnet werden. Bei einer Grenzfrequenz von beispielsweise $\omega_c = 900\text{MHz}$ und einer mit mindestens 40dB zu bedämpfenden Oberwelle von $\omega = 1.8\text{GHz}$ ergibt die Mindestanzahl der Elemente folgendes:

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] = 10 \log \left[1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^{2n} \right]$$

$$10^{\frac{A_{dB}}{10}} - 1 = \left(\frac{f}{f_c} \right)^{2n}$$

$$\ln \left(10^{\frac{A_{dB}}{10}} - 1 \right) = 2n * \ln \left(\frac{f}{f_c} \right)$$

$$n = \frac{\ln \left(10^{\frac{A_{dB}}{10}} - 1 \right)}{2 * \ln \left(\frac{f}{f_c} \right)} = \frac{\ln \left(10^{\frac{40\text{dB}}{10}} - 1 \right)}{2 * \ln \left(\frac{1800\text{MHz}}{900\text{MHz}} \right)} = 6.7$$

Es sind also mindestens 7 Blindelemente für eine Dämpfung von 40dB der 1.Oberwelle mit dem Butterworth-Filter notwendig.

Chebyshev-Filter

Das Chebyshev-Filter ist ein Filter hoher Güte und wird verwendet, wenn eine steilere Anfangsdämpfung im Sperrbereich gefordert ist und die Welligkeit im Durchlassbereich nicht mehr flach sein muss, das heißt, eine Welligkeit im Durchlassbereich ist erlaubt. Mit steigender Welligkeit steigt auch die Steilheit im Sperrbereich des Tiefpasses.

Die Dämpfung eines Chebyshev-Filters kann wie folgt berechnet werden:

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + (10^{R_{dB}/10} - 1) * \left(C_n \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)' \right)^2 \right]$$

R_{dB} = Welligkeit im Durchlassbereich in dB

$C_n(x)$ = Chebyshev-Polynom in Abhängigkeit der Ordnungszahl

Das Chebyshev-Polynom erster Art kann nach folgender Formel für die jeweilige Ordnung berechnet werden:

$$C_n(x) = \frac{1}{2} \left((x + \sqrt{x^2 - 1})^n + (x - \sqrt{x^2 - 1})^n \right)$$

Weiterhin zu beachten ist, dass $\left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)' \neq \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)'$ berechnet sich zu:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)' = \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) * \cosh \left(\frac{1}{n} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{10^{R_{dB}/10} - 1}} \right) \right)$$

Zum Vergleich mit dem Butterworth-Filter soll hier ein Filter mit den bereits genannten Frequenzen, einer Welligkeit von 0,1dB und der 6. Filterordnung, also mit 6 Blindelementen, berechnet werden. Das Chebyshev-Polynom der 6. Ordnung hat hierbei folgendes Aussehen:

$$C_6(x) = 32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1$$

$(\omega/\omega_c)'$ berechnet sich nach obiger Formel zu:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)' = \left(\frac{1800\text{MHz}}{900\text{MHz}}\right) * \cosh\left(\frac{1}{6} \cosh^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{10^{0.1\text{dB}/10}-1}}\right)\right) \approx 2.186$$

Eingesetzt in das Chebyshev-Polynom erhält man:

$$C_n(x) = 32 * 2.186^6 - 48 * 2.186^4 + 18 * 2.186^2 - 1 \approx 2479.69$$

Die Dämpfung errechnet sich nun nach obiger Formel zu:

$$A_{dB} = 10 \log[1 + 0.0233 * 2479.69^2] = 10 \log(143226) \approx 51.56 \text{ dB}$$

Das bedeutet, kann man eine geringfügige Welligkeit im Durchlassbereich zulassen, so ist es möglich, ein Chebyshev-Filter anstelle eines Butterworth-Filter zu verwenden, um Blindelemente und Kosten zu sparen.

Die typischen Amplitudengänge der beiden Filter haben folgendes Aussehen:

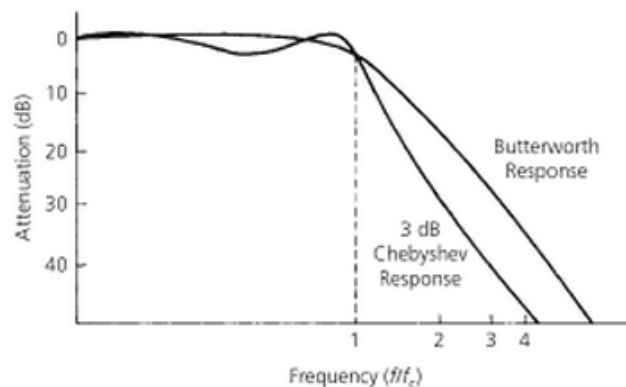


Abbildung 13: Typische Amplitudengänge der Filter ^[13]

Ein weiteres Analogfilter ist das Bessel-Filter, welches hier jedoch nicht weiter betrachtet wird, da es eine schlechte Steilheit im Sperrbereich besitzt und auf die Gruppenlaufzeit und den Phasengang optimiert ist.

5.4 Das Ausgangsfilter ^[13,15]

Bei dem zu entwickelnden Long Range Modul wird sich für den Entwurf eines Chebyshev-Filter entschieden.

Gründe hierfür sind zum einen die geringere Anzahl an Blindelementen, die zum Einsatz kommen, und somit verringerten Kosten. Zum zweiten ist nur ein Frequenzband bei 868MHz zu übertragen, so dass beim Filterentwurf die Resonanzhöhung des Amplitudenganges vor dem Sperrbereich genutzt werden kann, um das zu sendende Signal noch einmal geringfügig zu verstärken bzw. eine Kompensation der Verluste durch die realen Bauelemente vornehmen zu können.

Berechnet und simuliert wird hier ein Chebyshev-Filter der 5.Ordnung nach den Prototypen-Tabellen der Quelle [15]. Des Weiteren wird für Evaluierungszwecke ein Filter der 7.Ordnung als Bestückungsoption auf der Leiterplatte vorgesehen.

Für den Tiefapssprototyp der 5.Ordnung wurde folgende Tabelle als Grundlage gewählt:

Normalized Chebyshev element values, 0.5 dB ripple									
Order	C1	L2	C3	L4	C5	L6	C7	L8	C9
2	1.4029	0.7071	0.5040						
3	1.5963	1.0967	1.5963						
4	1.6704	1.1926	2.3662	0.8419	.05040				
5	1.7058	1.2296	2.5409	1.2296	1.7058				
6	1.7254	1.2478	2.6064	1.3136	2.4759	0.8696	0.5040		
7	1.7373	1.2582	2.6383	1.3443	2.6383	1.2582	1.7373		
8	1.7451	1.2647	2.6565	1.3590	2.6965	1.3389	2.5093	0.8795	0.5040
9	1.7505	1.2690	2.6678	1.3673	2.7240	1.3673	2.6678	1.2690	1.7505
	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7	C8	L9

Abbildung 14: Prototypentabelle für das Ausgangsfilter ^[15]

Zu beachten ist hierbei, dass in obiger Tabelle davon ausgegangen wird, dass die Eingangs- und Ausgangsimpedanz den gleichen Wert aufweist.

Die Werte repräsentieren die normierten Werte der Blindelemente, wie in folgender Prototypenschaltung:

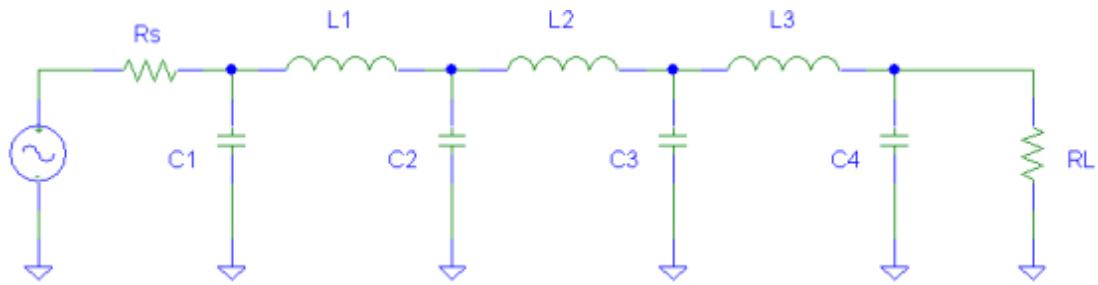


Abbildung 15: Prototypenschaltung eines Chebyshev-Filters

Durch Rücktransformation der Prototypenwerte können nun die realen Kapazitäten und Induktivitäten des Filters berechnet werden. Dies geschieht mit folgenden Formeln:

$$C_n = \frac{C'_n}{2\pi f_c R_L} \quad \text{und} \quad L_n = \frac{R_L L'_n}{2\pi f_c}$$

Bei einer Ein- (R_S) und Ausgangsimpedanz (R_L) von 50Ω und einer Grenzfrequenz des Filters von $f_c = 1\text{GHz}$ erhält man folgende Werte für den Tiefpass 5.Ordnung:

Prototypenwerte des Chebyshev-Filters 5.Ordnung				
C'_1	L'_1	C'_2	L'_2	C'_3
1.7058	1.2296	2.5409	1.2296	1.7058
Reale Werte des Chebyshev-Filters 5.Ordnung				
C_1	L_1	C_2	L_2	C_3
5.43pF	9.48nH	8.09pF	9.48nH	5.43pF

Tabelle 6: Berechnung der Filterelemente ^[15]

Im Anschluss daran wurden mit Hilfe der "Murata Chip S-Parameter & Impedance Library" reale Bauelemente ausgewählt und in RFSim99 simuliert. Beide Programme sind als Freeware im Internet herunterladbar. Ersteres Programm eignet sich sehr gut zur Bauelementeauswahl, da die S-Parameter sowie die Ersatzblindelemente mit dessen Werten enthalten sind. So kann dann gemäß Kapitels 5.1 "Komponenten einer Hochfrequenzschaltung" die Güte der Bauelemente bei der Betriebsfrequenz berechnet und eine qualitativ hochwertige Simulation des Filters mit durchgeführt werden.

Besonders für Hochfrequenzschaltungen eignet sich das bereits erwähnte RFSim99, da hier die Güte und Toleranzen der Bauelemente in den Simulationen berücksichtigt werden und die Ergebnisse in S-Parametern ausgegeben werden. Für die Simulation des berechneten Filters wurden folgende Bauelemente gewählt:

Parameter	C1	L1	C2	L2	C3
Wert	5.6pF	9.5nH	8.2pF	9.5nH	5.6pF
Toleranz	$\pm 500\text{fF}$	$\pm 2\%$	$\pm 500\text{fF}$	$\pm 2\%$	$\pm 500\text{fF}$
Güte bei 869MHz	117	89	104	89	117
Bauform	0402	0603	0402	0603	0402

Tabelle 7: Gewählte Filterelemente des Ausgangsfilters

Der Schaltungsaufbau in RFSim99 hatte dabei folgendes Aussehen:

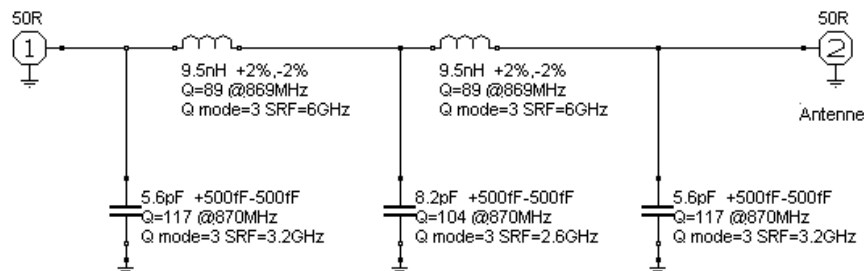


Abbildung 16: Simulationsaufbau des Ausgangsfilters in RFSim99

Und die Simulation lieferte folgendes Ergebnis in RFSim99:



Abbildung 17: S-Parameter des Ausgangsfilters

Der Vorwärts-Übertragungsfaktor S21 liefert folgende Werte der Dämpfung des Tiefpasses:

Frequenz	869Mhz	1,74GHz	2,6GHz	3,4GHz
S21-Parameter	-0.77dB	-50dB	-109dB	-109dB

Tabelle 8: S21 – Vorwärts-Übertragungsfaktor des Ausgangsfilters

Bei dieser noch nicht optimierten Schaltung wird bereits eine Dämpfung der 1. Oberwelle von 50dB erreicht und damit bereits für die Einhaltung der SRD-Regularien gesorgt, da die 2.Harmonische mit ca. 3dBm am Ausgang des Front End erwartet wird. Auch die 3.Harmonische ist mit einer Bedämpfung von über 100dB sehr gut. Da jedoch in diesen geringen Bauformen 0402 und 0603, im Vergleich zu den Bauformen 0805 und größer, die Güte der Blindelemente schlechter ist, wird die Übertragungsfunktion auch im Durchlassbereich merklich gedämpft. Hier beispielsweise ist mit einer Dämpfung von ca. 0.8dB bei Betriebsfrequenz zu rechnen. Dazu sollte eine mögliche Optimierung statt finden. Auch bei dem Eingangsreflektionsfaktor besteht Optimierungsbedarf, da die ausgesendetete Welle bei 869MHz mit 16dB Dämpfung reflektiert wird.

Bereits durch die Verringerung der beiden Kapazitäten C1 und C3 auf einen Wert von 4.7pF und den Einsatz von Kapazitäten mit höherer Güte erhält man eine Verbesserung des Vorwärts-Übertragungsfaktors S21, wie folgende Tabelle nach einer erneuten Simulation zeigt:

Frequenz	869Mhz	1,74GHz	2,6GHz	3,4GHz
S21-Parameter	-0.38dB	-46dB	-100dB	-130dB

Tabelle 9: S21 – Vorwärts-Übertragungsfaktor des optimierten Ausgangsfilters

Man kann eine Verringerung der Dämpfung bei der Betriebsfrequenz um gut 0.4dB erkennen, was einen späteren Einfluss auf die maximale Reichweite des Moduls haben kann. Jedoch muss eine geringere Dämpfung der 1. Oberwelle akzeptiert werden. Aber der durch die SRD-Regularien vorgesehene Grenzwert wird im Betrieb des Moduls nicht überschritten. Daher ist dieses Filter besser geeignet. Auch der Eingangsreflektionsfaktor ist auf einen Dämpfungswert von ca. 31.4dB gestiegen.

Die tatsächlichen Werte des realen Tiefpasses sollten zum Vergleich jedoch ausgemessen werden, um so ggf. weitere Optimierungen durchführen zu können, um die gesetzlichen Richtlinien einzuhalten und dennoch die maximale Leistung des Moduls zu erhalten.

Die Parameter der verwendeten Bauelemente der Simulation sind in folgender Tabelle zusammengefasst und stellen gleichzeitig die Stückliste des Ausgangstiefpasses in der Prototypen-Version dar:

Bauelement	Wert	Toleranz	SRF	Bauform	Güte	Herstellercode
C₁	4.7pF	±250fF	3.4GHz	0402	432	GJM1555C1H4R7CB01
L₁	9.5nH	±2%	>6GHz	0603	89	LQW15AN9N5
C₂	8.2pF	±500fF	2.5GHz	0402	262	GJM1555C1H8R2DB01
L₂	9.5nH	±2%	>6GHz	0603	89	LQW15AN9N5
C₂	4.7pF	±250fF	3.4GHz	0402	432	GJM1555C1H4R7CB01

Tabelle 10: Prototypenbestückung des Ausgangstiefpasses

Die Güte der in o.g. Tabelle angegebenen Bauelemente bezieht sich auf die Betriebsfrequenz von 869MHz.

Wie bereits erwähnt, wird auf dem Modul die Bestückungsoption für ein Filter der 7.Ordnung entstehen. D.h. für den Prototypen wird die dritte Induktivität durch einen 0Ω-Widerstand ersetzt und die vierte Kapazität nicht bestückt.

5.5 Impedanzanpassung zwischen Antenne und LNA ^[12,13]

Die Impedanzanpassung stellt oft eine Notwendigkeit in Hochfrequenzschaltungen dar, um eine maximal mögliche Leistungsübertragung zwischen der Quelle und der Senke zu gewährleisten. Vor allem in Front End - Systemen sensativer Transceiver ist dies sehr wichtig, denn hier kann bei den ohnehin schon sehr kleinen Signalamplituden kein unnötiger Verlust auf der Übertragungsstrecke toleriert werden.

Der Eingangs des LNA des Front End CC1190 von "Texas Instruments" hat gemäß Datenblatt folgende charakteristische Impedanz:

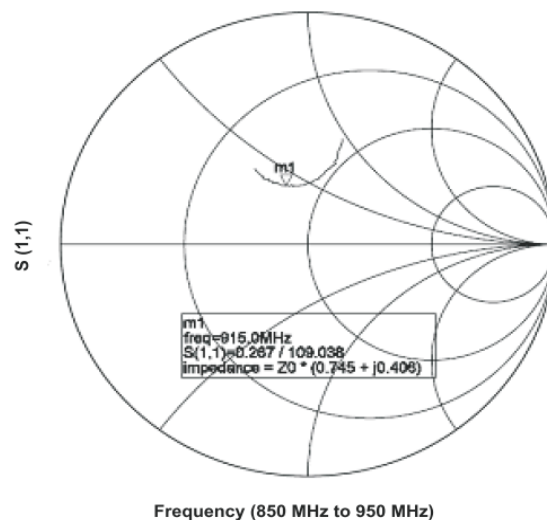


Figure 5. Input Impedance of LNA Measured from Antenna Port on CC1190EM (RX Active)

Abbildung 18: Charakteristische Impedanz am LNA des CC1190 ^[12]

An einem Wellenleiter mit einer Impedanz von 50Ω ergibt sich damit folgende Eingangsimpedanz des LNA:

$$Z_{LNA} = Z_0 * (0.745 + j0.406)$$

$$Z_{LNA} = 50\Omega * (0.745 + j0.406)$$

$$Z_{LNA} = 37.25\Omega + j20.3\Omega$$

Die Impedanz zeigt induktives Verhalten. D.h. als Ersatzschaltbild des LNA-Einganges kann ein Serienwiderstand und eine Serieninduktivität verwendet werden. Der Realteil der Impedanz repräsentiert hierbei den Ersatzwiderstand und die Ersatzinduktivität berechnet sich zu:

$$L_{LNA} = \frac{X_L}{\omega} = \frac{j 20.3 \Omega}{2 * \pi * 869.525 \text{ MHz}} = 3.716 \text{ nH}$$

In der Simulation wird der Eingang des CC1190 wie folgt repräsentativ angenommen:

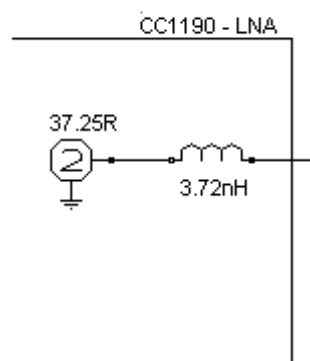


Abbildung 19: Ersatzschaltbild des Front End LNA

Dieser Schaltungsteil muss nun an eine Impedanz von 50Ω angepasst werden. Hierzu wird zunächst die Güte der Anpassungsschaltung berechnet:

$$Q = \sqrt{\frac{R_{Ser}}{R_{Par}}} - 1 = \sqrt{\frac{50 \Omega}{37.25 \Omega}} - 1 = 0.585$$

Mit diesem Wert ist es nun möglich zunächst eine Anpassungskapazität zu berechnen:

$$X_C = Q * R_{Quelle} = 0.585 * 50 \Omega = 29.25 \Omega$$

$$C_{Match} = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2 * \pi * 869.525 \text{ MHz} * 29.25 \Omega} = 6.26 \text{ pF}$$

Um eine Serienresonanz bei 869.525MHz zu erhalten, muss eine zusätzliche Anpassungsinduktivität berechnet werden:

$$L_{Gesamt} = \frac{1}{\omega^2 C_{Match}} = \frac{1}{(2 * \pi * 869.525 \text{ MHz})^2 6.26 \text{ pF}} = 5.352 \text{ nH}$$

Da dies den Gesamtwert inklusive der internen Induktivität darstellt, berechnet sich die gesuchte Anpassungsinduktivität zu:

$$L_{Match} = L_{Gesamt} - L_{LNA} = 5.352 \text{ nH} - 3.716 \text{ nH} = 1.864 \text{ nH}$$

Bevor nun eine Simulation durchgeführt wird, soll das Front End nochmals betrachtet werden, denn dieser Schaltkreis besitzt einen zusätzlichen Pin (Pin 4), der im Sendebetrieb über einen Schalter gegen Bezugspotential (Masse) geschlossen wird. Dieser kann zum Schutz des LNA verwendet werden. Jedoch sollte der LNA-Eingang auch weiterhin vom Gleichstrompfad entkoppelt bleiben, um eine Zerstörung des Front End zu vermeiden. Die Lösung besteht in einer Teilung der Anpassungskapazität in zwei Kapazitäten. Da die Anpassungskapazität einen Wert von 6.25pF aufweist, können beispielsweise zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren mit einem Wert von 12pF diese Trennung verwirklichen:

$$C_{Match} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{12 \text{ pF} * 12 \text{ pF}}{12 \text{ pF} + 12 \text{ pF}} = 6 \text{ pF}$$

Zur Verdeutlichung dient folgender Schaltungsaufbau:

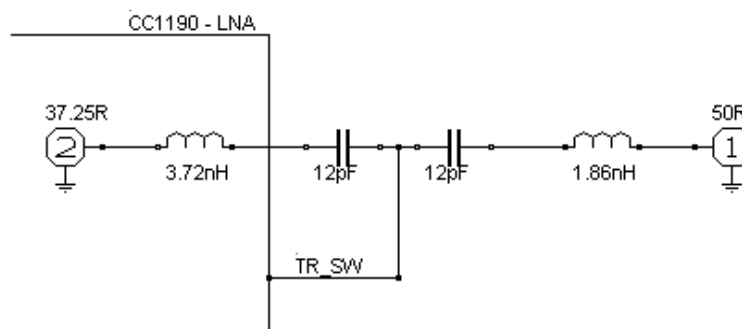


Abbildung 20: Schaltung der LNA-Anpassung

Da es sich hier um zusätzliche reale Bauelemente handelt, wurden auch hier die realen Eigenschaften durch die "Murata Chip S-Parameter & Impedance Library" ermittelt und in RFSim99 simuliert.

Die Simulation zeigte deutlich das Bandpassverhalten des seriellen Schwingkreises, jedoch treffen die theoretisch berechneten Bauelemente nicht mit den realen Eigenschaften die Mittenfrequenz von 869.525MHz. Daher muss auch hier wieder eine Optimierung vorgenommen werden.

Beispielsweise wurden die Werte der Serienkapazitäten auf 10pF gesenkt werden, was eine Verschiebung der Mittenfrequenz in Richtung höherer Frequenz bewirkte, und des Weiteren erhöht sich die Güte mit sinkendem Kapazitätswert. Folgende Simulation bestätigt dies:

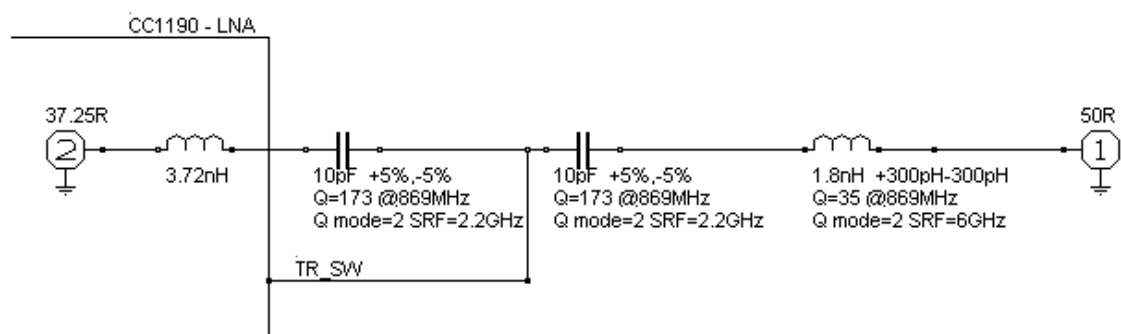


Abbildung 21: Optimiertes Simulationsmodell der LNA-Anpassungsschaltung

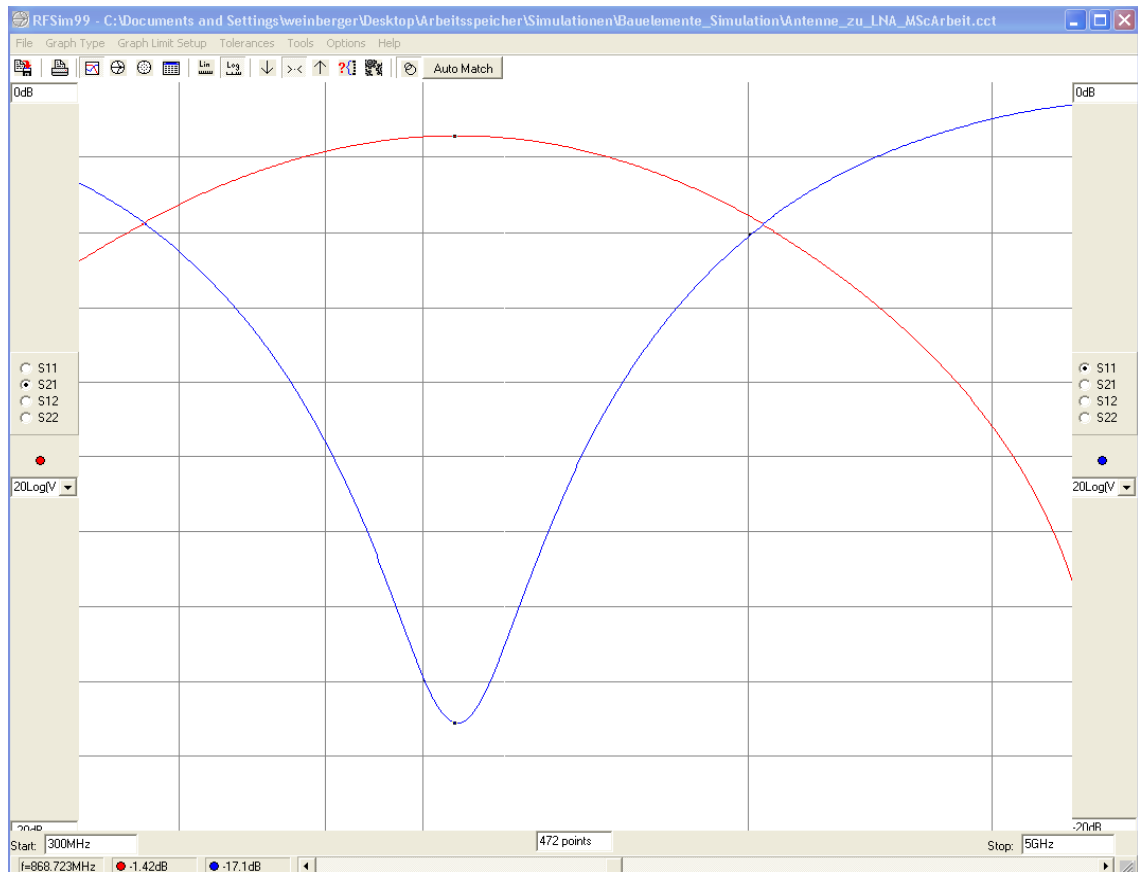


Abbildung 22: S-Parameter der optimierten LNA-Anpassungsschaltung des CC1190

Im nächsten Schritt soll nun die Übertragungsstrecke zwischen der Antenne und dem Eingangspin des Front End am LNA simuliert werden:

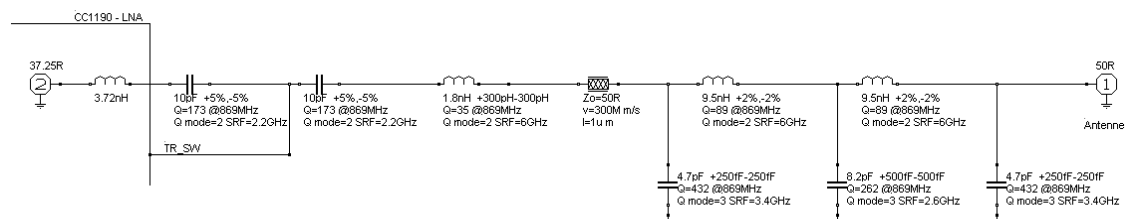


Abbildung 23: Übertragungsstrecke zwischen Antenne und LNA des Front End

Zur Verdeutlichung des zusammen geführten Knotens zwischen Ausgangstiefpass und Anpassungsnetzwerk wurde eine 50Ω-Impedanz-Leitung in die Simulationsschaltung eingefügt, und die anschließende Simulation der S-Parameter lieferte folgendes Ergebnis:

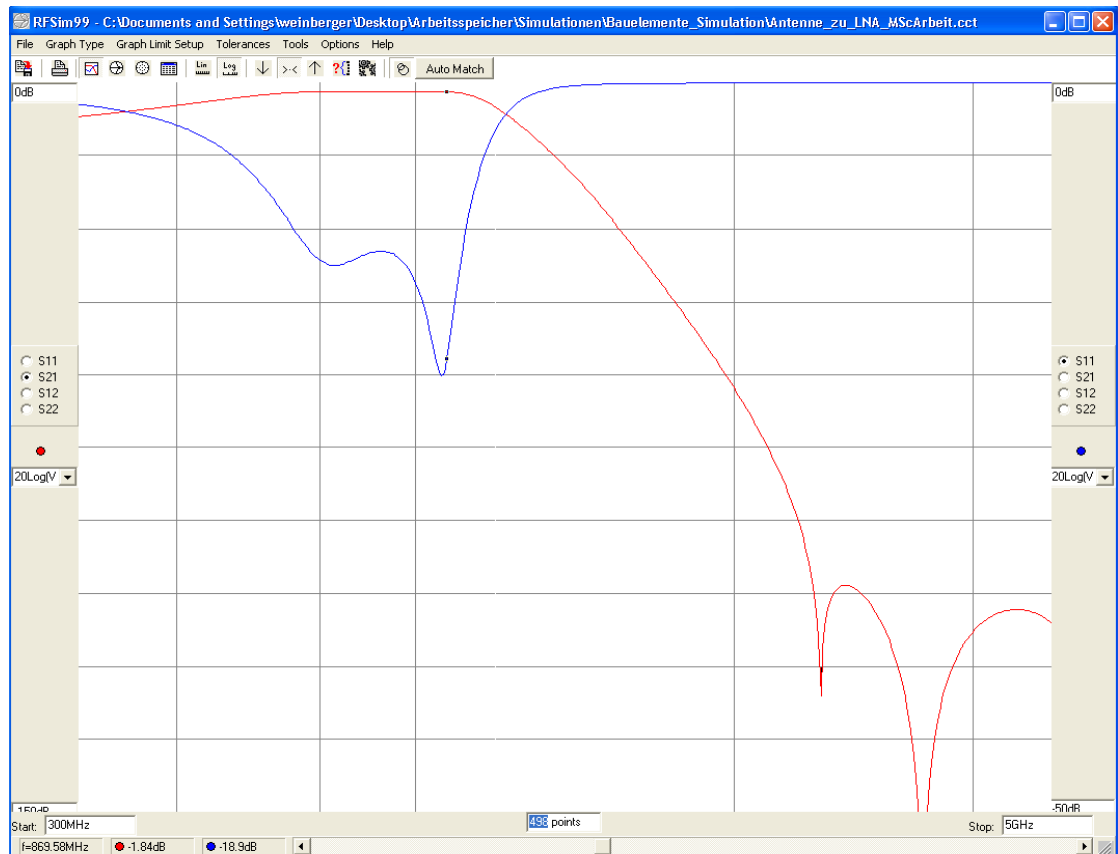


Abbildung 24: S-Parameter der Übertragungsstrecke zwischen Antenne und LNA

Den Simulationen in RFSim99 zufolge ist auf der Übertragungsstrecke mit einem Gesamtverlust von ca. 1.8dB zu rechnen. Bedingt ist dies nicht durch eine Fehlanpassung, sondern dadurch, dass die Anpassung am Punkt der 50Ω-Impedanz-Leitung stattfindet. Würde demnach die Eingangsimpedanz des LNA 50Ω betragen, so würden nur die Verluste durch die nicht idealen Bauelemente zum Tragen kommen und gerade einmal eine Dämpfung von ca. 0.4dB bewirken. Dennoch kann dies akzeptiert werden, da der CC1190 das empfangene Signal um ca. 11dB im High Gain Mode wieder erhöht. Damit wird das Signal im Endeffekt immer noch um 9dB verstärkt. Diese zusätzliche Verstärkung kann weiterhin verwendet werden, um Filteraufgaben zwischen dem Front End und dem Transceiver zu realisieren.

Eine Simulation mit den Bauelementetoleranzen ergab außerdem einen sicheren Betrieb mit den gewählten Bauelementen und eine maximal zu erwartende Dämpfung von 2.1dB bei der Betriebsfrequenz.

5.6 Übertragungsstrecke zwischen Front End und Antenne [12,13,14]

Wie bereits im vorangegangenen Kapitel erwähnt, wird beim Sendebetrieb des Front End der Pin 4 über einen Schalter auf Bezugspotential gezogen, um das daran angeschlossenen LNA zu schützen. Hierdurch wird jedoch zum ersten Kondensator des Tiefpassfilters ein Serienschwingkreis parallel geschaltet. Dieser besteht aus der Anpassungsinduktivität des LNA und einer der beiden Anpassungskapazitäten, wie folgende Abbildung verdeutlicht:

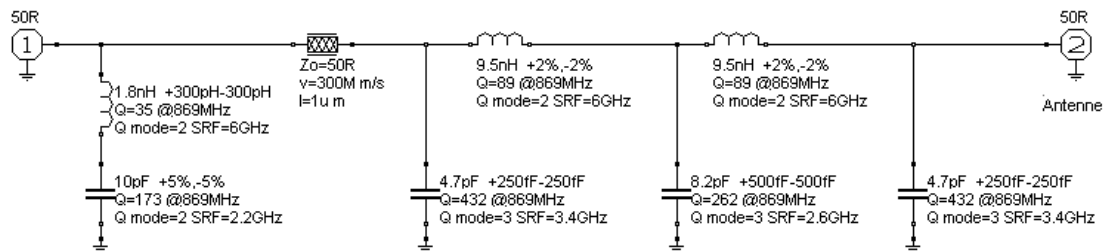


Abbildung 25: Zusätzlicher Saugkreis im Sendebetrieb

Die Resonanzfrequenz des zusätzlichen Saugkreises berechnet sich zu:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L*C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1.8\text{ nH} * 10\text{ pF}}} \approx 1.18\text{ GHz}$$

Diese stellt ein Problem bei der Verwendung des LRM bei 869MHz dar und kann bei der weiteren Betrachtung nicht vernachlässigt werden.

Die Simulation der S-Parameter der Sendestrecke soll dies bestätigen:

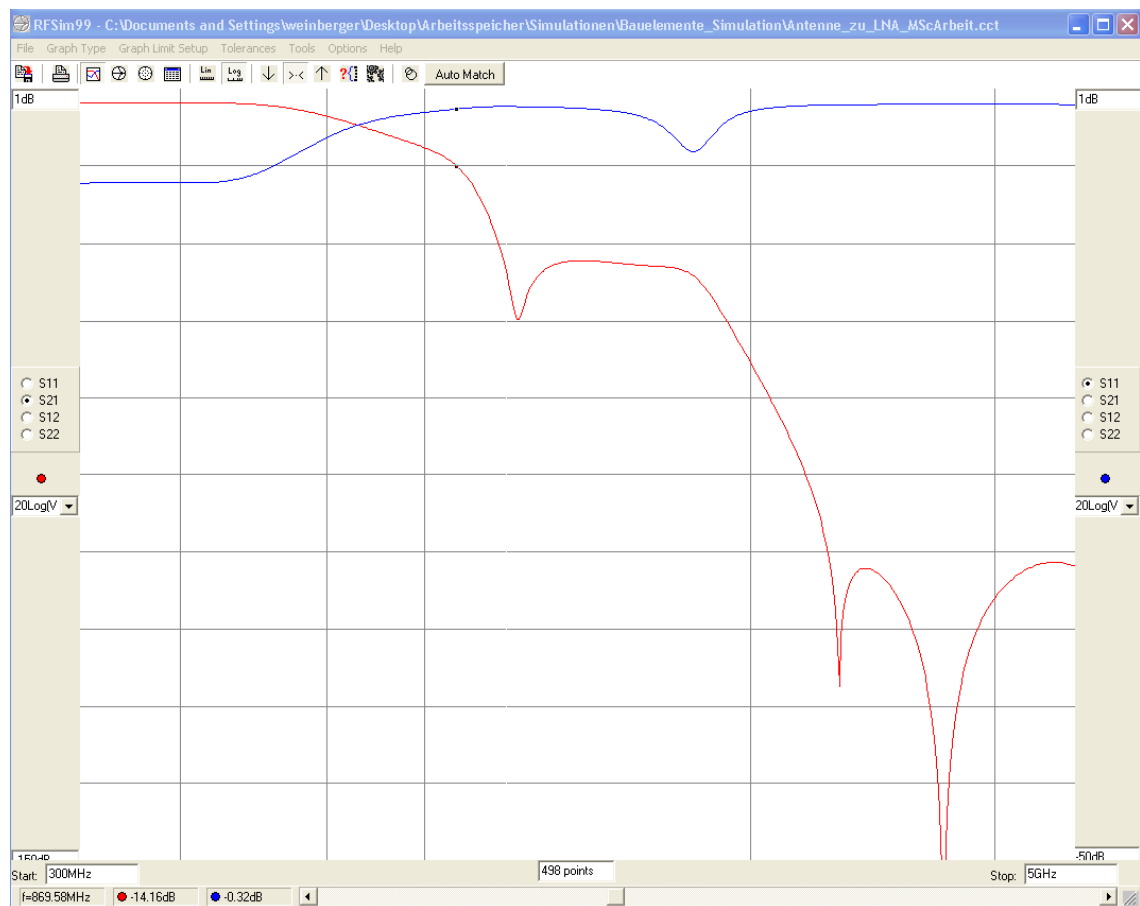


Abbildung 26: S-Parameter mit zusätzlichem Saugkreis im Sendebetrieb

Laut der Simulation der S-Parameter kommt es bei der Betriebsfrequenz durch den zusätzlichen Saugkreis zu einer Dämpfung um 14.2dB und die maximale Ausgangsleistung verringert sich drastisch. Daher muss die zusätzliche Induktivität des Serienschwingkreises vergrößert werden. Dabei entstehen jedoch wieder zusätzliche Verluste beim Empfängerbetrieb. Erhöht man die Anpassungsinduktivität auf beispielsweise 9.1nH, erhält man folgende Schaltung und S-Parameter im Empfängerzweig:

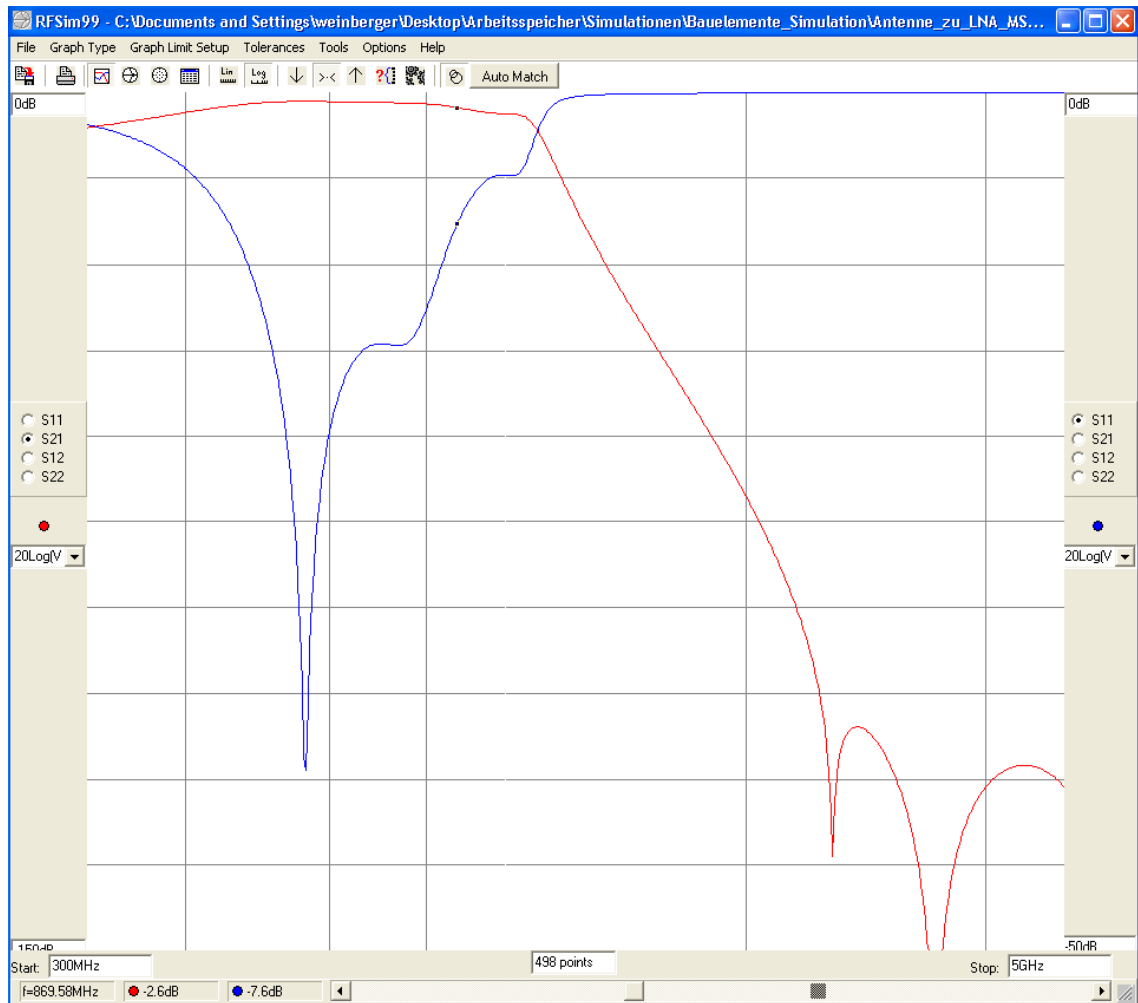


Abbildung 27: S-Parameter mit erhöhter Anpassungsinduktivität

Gemäß der S-Parameter-Simulation ist nun eine Dämpfung im Empfangszweig bei der Betriebsfrequenz von 2.6dB zu erwarten. Dies ist eine Erhöhung um 0.8dB. Ein positiver Aspekt jedoch ist die Dämpfung der 1.Oberwelle um ca. 56dB und der 2.Oberwelle um 116dB.

Im Sendezweig hingegen verringert sich die Dämpfung auf 2.2dB bei 869.525MHz und diese kann durch eine zusätzliche Anpassungskapazität noch weiter verringert werden.

Typische Verstärker in der Hochfrequenztechnik stellen heute die Klasse der E-Verstärker dar, auch Schaltverstärker genannt. Sie bestehen aus einem integrierten Transistor mit offenem Drain, welcher über eine externe Pull-Up-Drossel mit Strom versorgt wird. In der Theorie für Klasse E Schaltverstärker soll die zu wählende Induktivität bei Gleichspannung Null sein und unendliche Impedanz bei allen anderen Frequenzen haben. Das ist in der Praxis jedoch nicht realisierbar. Ein großer Wert der Induktivität bietet somit eine bessere Annäherung an die theoretisch erreichbare Maximalleistung. Der exakte Wert ist dabei jedoch nicht so kritisch. Jedoch sollte der zulässige Strom, gerade bei den geringen Bauformen, immer berücksichtigt werden. Bei einer minimal durch das Modul zur Verfügung stehenden Versorgungsspannung von 3.0V und einer gewünschten Ausgangsleistung von 500mW (+27dBm) muss die Drossel demnach mindestens folgenden Strom liefern können:

$$I = \frac{P}{U} = \frac{500mW}{3.0V} = 167mA$$

Mit Hilfe der "Murata Chip S-Parameter & Impedance Library" kann die Wahl einer passenden Induktivität relativ schnell erfolgen. Zum Einsatz könnten beispielsweise folgende Bauelemente kommen:

Wert	SRF	R @ 869MHz	Strombelastbarkeit	Herstellercode
10nH	>6 GHz	55Ω	650mA	LQW18AN10NG00
22nH	4.7GHz	120Ω	640mA	LQW18AN22NG10
33nH	3.7GHz	185Ω	550mA	LQW18AN33NJ10

Tabelle 11: Mögliche Pull-Up-Drosseln am CC1190

Für den Prototypen des LRM wird nach obiger Tabelle die Induktivität mit 22nH gewählt, da sie in der Bauform 0603 einen hohen Strom vertragen kann und zudem einen relativ hohen Widerstand bei der Betriebsfrequenz von 869MHz aufweist.

Im nächsten Schritt muss dem Übertragungszweig noch ein Serien-Kondensator beigefügt werden, um einen Gleichstrompfad in Richtung Antenne und LNA zu verhindern. Hierzu kann ein Bypasskondensator für 869MHz eingesetzt werden. Folgende Kapazitäten können hier verwendet werden:

Wert	SRF	R @ 869MHz	Maximalspannung	Herstellercode
56pF	900MHz	0.32Ω	50V	GRM1555C1H560JZ01
68pF	800MHz	0.31Ω	50V	GRM1555C1H680JZ01

Tabelle 12: Bypasskondensatoren für 869MHz

Da die Selbstresonanzfrequenz des ersten Kondensators mit 900MHz näher zum Bereich der Betriebsfrequenz liegt, und somit die zu erwartenden Serienverluste am geringsten sein sollten, wird dieser gewählt. Die resultierende Simulationsschaltung hat nun folgendes Aussehen:

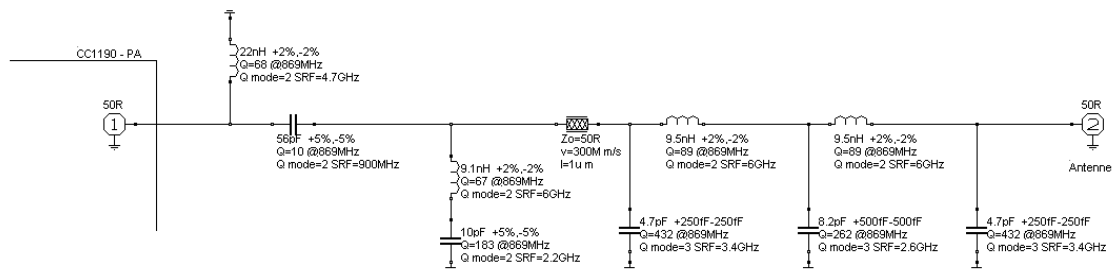


Abbildung 29: Simulationsschaltung des Sendebetriebs am Front End

Hierbei wurde die Pull-Up-Drossel zu Simulationszwecken mit dem Bezugspotential verbunden, da die Versorgungsspannung und das Bezugspotential wechsellspannungsmäßig miteinander verbunden sind. Die S-Parameter der Übertragungsstrecke sind in der folgenden Abbildung dargestellt:

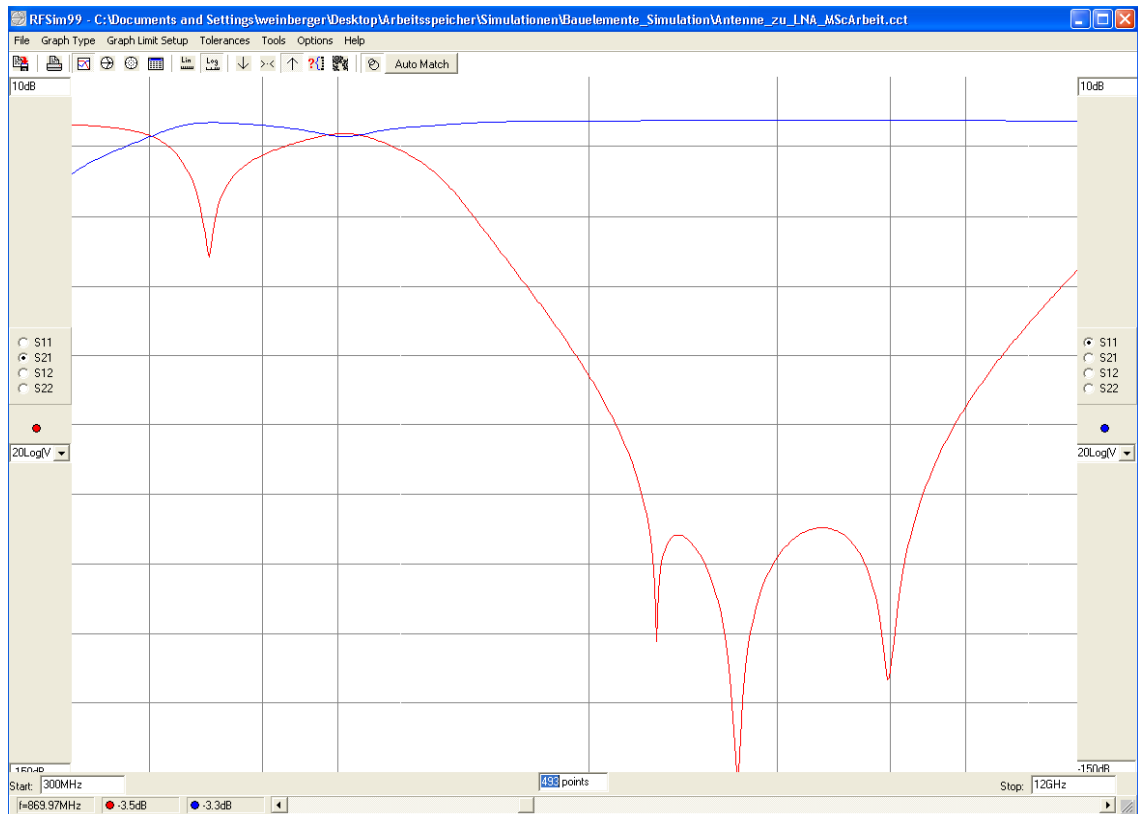


Abbildung 30: S-Parameter im Sendebetrieb des Front End CC1190

Durch die Simulation der S-Parameter erkennt man, dass die Anpassung für den Betrieb bei 869MHz noch nicht optimal ist, da das Maximum nicht bei der Betriebsfrequenz, sondern bei einer tieferen Frequenz liegt. Mit Hilfe einer zusätzlichen Anpassungskapazität zwischen dem Ausgangspin des Front End und dem Bezugspotential in der Größenordnung einiger pF kann dies jedoch korrigiert werden.

Ein nützliches Werkzeug zur Ermittlung der notwendigen Anpassungskomponenten bietet auch RFSim99 mit dem Button "Auto Match" im Ausgangsfenster mit den resultierenden S-Parametern. Diese schlägt hier beispielsweise einen Kondensator mit ca. 6pF vor. Gewählt wird ein Wert von 5.6pF, wie folgende Simulationsschaltung zeigt:

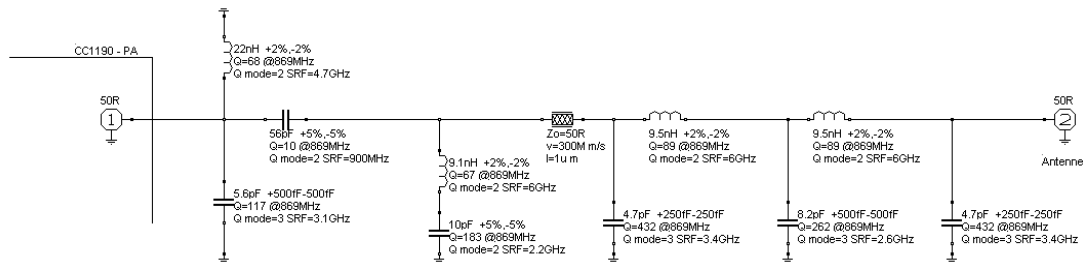


Abbildung 31: Optimierte Simulationsschaltung des Sendebetriebes am Front End

Die zugehörigen S-Parameter zeigt folgende Abbildung:

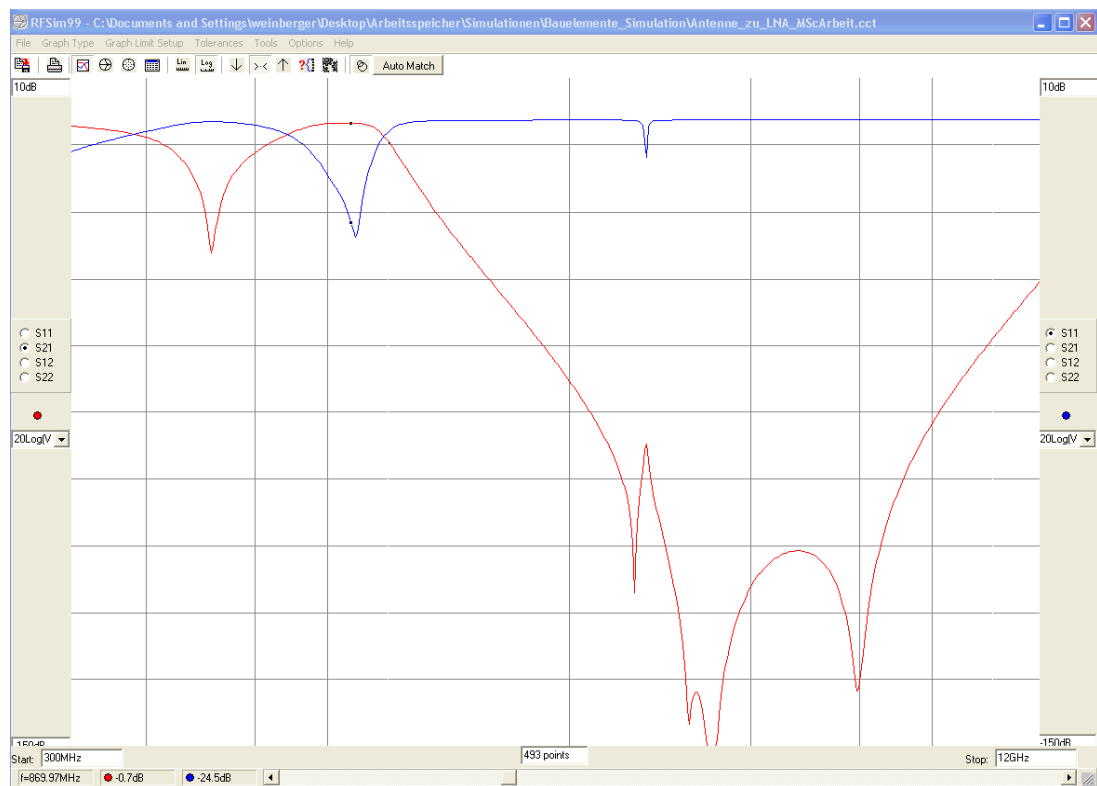


Abbildung 32: Optimierte S-Parameter im Sendebetrieb des CC1190

Die S-Parameter der Vorwärts-Übertragung liefern folgende Mittelweltergebnisse im Sendebetrieb des Moduls (nach der Durchführung eines Toleranzen-Multi-Sweep), in Bezug auf die Dämpfung des Sendesignals und dessen Oberwellen, unter Berücksichtigung der Toleranzen:

Frequenz	869Mhz	1,74GHz	2,6GHz	3,4GHz
S21-Parameter	-0.7dB	-51dB	-94dB	-160dB

Tabelle 13: S21 – Vorwärts-Übertragungsfaktor im Sendebetrieb

Die Verringerung der Ausgangsleistung um 0.7dB ist im Rahmen der maximal durch das Front End lieferbaren Ausgangsleistung von +27.7dBm, bei einer maximalen Versorgungsspannung von 3.7V gemäß Datenblatt, grenzwertig. Somit sollten keine weiteren unnötigen Dämpfungen toleriert werden, um die geforderte Maximalleistung von +27dBm noch erreichen zu können.

Diese vorangegangenen theoretischen Betrachtungen sollten im Anschluss an die Fertigung durch messtechnische Auswertungen bestätigt oder widerlegt werden.

5.7 Berechnung des BALUN am LNA des Transceivers ^[10,13,16,17,18]

Der LNA des Transceiver der Familie Si446x besitzt einen differenziellen Verstärker als Eingang und hat somit einen positiven und einen negativen Pin. Jedoch verfügt das Front End nur über einen Ausgangspin für den Empfangszweig. Daher muss hier eine Anpassung mittels BALUN erfolgen. Ein BALUN ist ein Netzwerk, welches nicht nur den Eingang des LNA anpassen kann, sondern auch eine Phasendrehung um $\pm 90^\circ$ des Empfangssignals bewirkt, um eine höhere Empfindlichkeit zu erhalten.

Es gibt zwei Hauptarten eines BALUN-Anpassungsnetzwerkes: Das 3-Elemente- und das 4-Elemente-Anpassungsnetzwerk. Die Variante mit den 3 Blindelementen ist die kostengünstigere und die mit den vier Elementen sorgt für eine bessere Performance. Letztere ermöglicht theoretisch eine perfekte Phasenbalance zwischen den differenziellen Eingangspins mit exakt 180° Phasenverschiebung zueinander.

Da das 4-Elemente Netzwerk durch seine Eigenschaften eine höhere Empfindlichkeit und somit eine höhere Reichweite des LRM ermöglichen kann, soll in dem Prototypen diese Version verwendet werden.

Nachfolgende Abbildung soll den Aufbau diesen Anpassungsnetzes verdeutlichen:

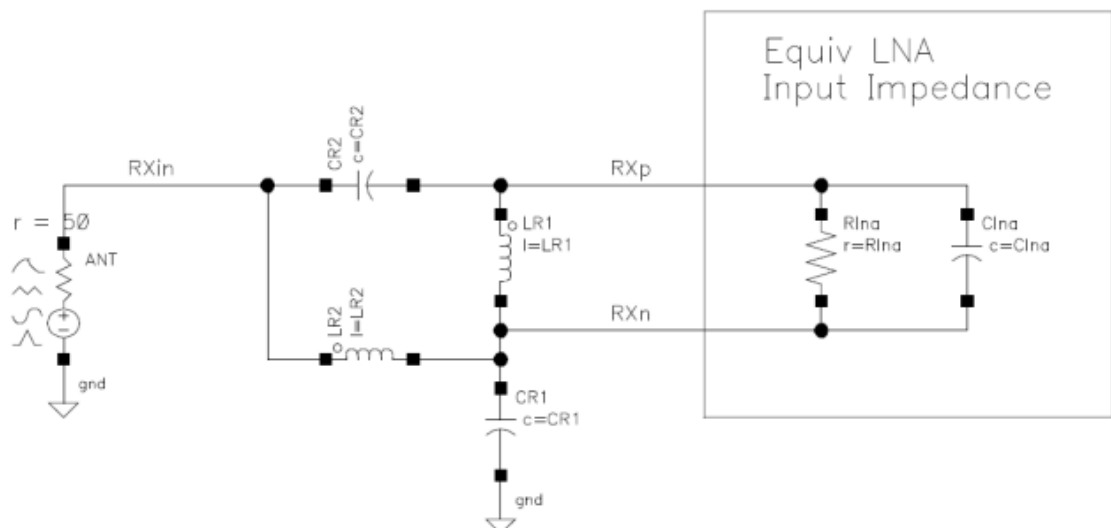


Abbildung 33: 4-Elemente-Anpassungsnetzwerk am LNA des Transceivers^[16]

Für eine Anpassung zwischen LNA des Transceivers und dem Front End wird zunächst eine Eingangsimpedanz des Transceiver benötigt, welche wie folgt durch [16] angegeben wurde:

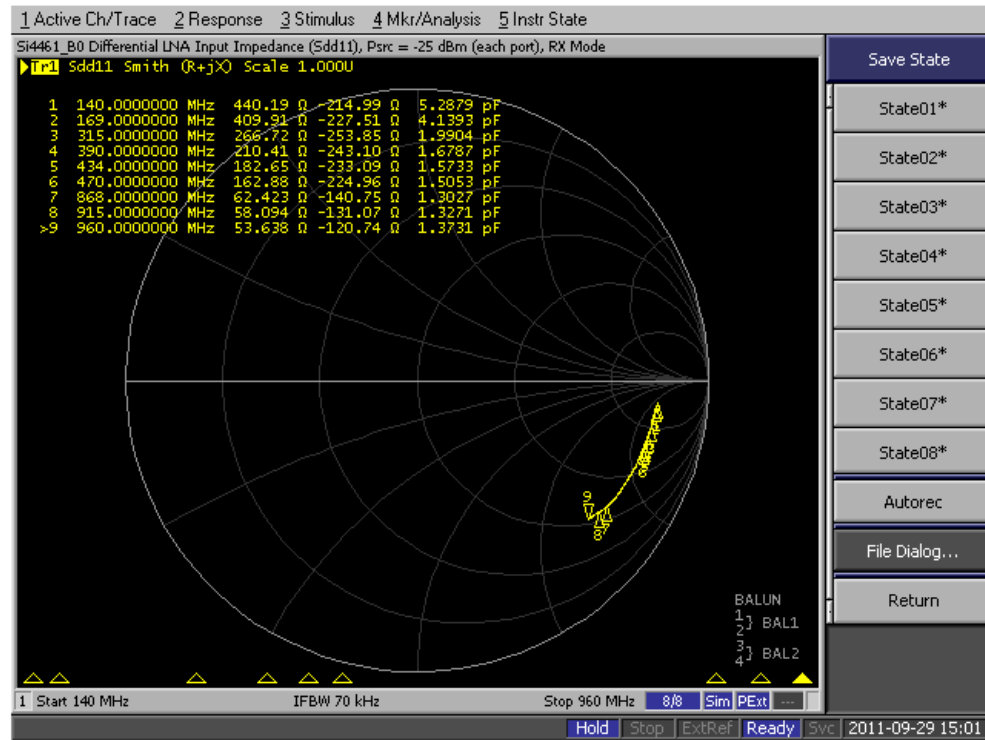


Figure 3. Si446x Differential RX LNA Input Impedance 140-960 MHz (RX Mode)

Abbildung 34: Eingangsimpedanz des LNA am Transceiver ^[16]

Diese Messung erfolgte an einem Transceiver des Typ Si4461 ohne Anpassungsnetzwerk im Empfangsmodus und steht repräsentativ für die ganze Si446x-Familie, da die LNA in allen Schaltkreisen gleich sind.

Wie man erkennen kann, wurde folgende Impedanz bei 868MHz gemessen:

$$Z_{LNA} = R + jX = 62.423 \Omega - j140.75 \Omega$$

Dies stellt eine Serienkapazität und einen in Reihe geschalteten Widerstand im Inneren des LNA dar. Um jedoch eine Anpassung realisieren zu können, müssen diese Werte nun in parallele Ersatzelemente umgerechnet werden, um ein Anpassungsnetzwerk nach obiger Abbildung erstellen zu können.

Für die Berechnung der parallelen Ersatzelemente wird zunächst die gemessenen Impedanz zur Admittanz umgerechnet, um hierdurch die Parameter der neuen Blindelemente zu erhalten. Für die Umrechnung gilt folgende Beziehung:

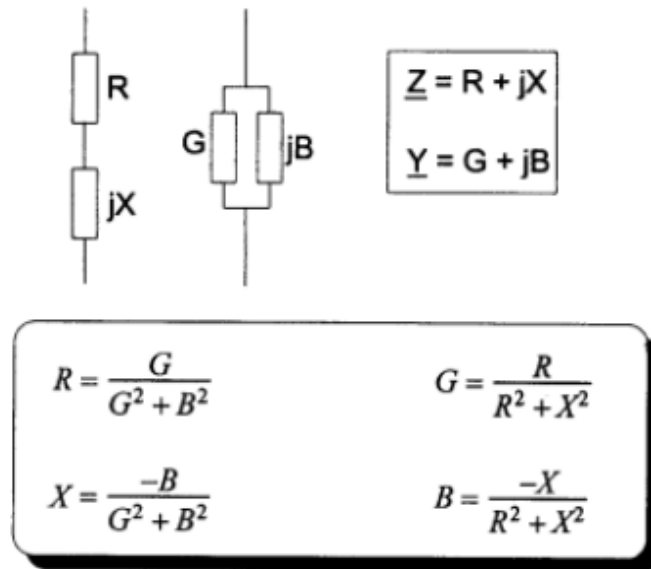


Abbildung 35: Umrechnung Impedanz-Admittanz ^[17]

Mit Hilfe dieser Umrechnungsformeln erhält man folgende Admittanzen:

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2} = \frac{62.423 \Omega}{(62.423 \Omega)^2 + (-140.75 \Omega)^2} = 2.633 \text{ mS}$$

$$B = \frac{-X}{R^2 + X^2} = \frac{140.75 \Omega}{(62.423 \Omega)^2 + (-140.75 \Omega)^2} = 5.937 \text{ mS}$$

Hieraus lassen sich nun die neuen parallelen Ersatzelemente berechnen:

$$R_{LNA} = \frac{1}{G} = \frac{1}{2.633 \text{ mS}} = 379.78 \Omega$$

$$C_{LNA} = \frac{B}{2\pi f_c} = \frac{5.937 \text{ mS}}{2\pi * 869.525 \text{ MHz}} = 1.086 \text{ pF}$$

Um nun den kapazitiven Anteil der Eingangsimpedanz, bei der Betriebsfrequenz von 869.525MHz, zu eliminieren, wird parallel eine Induktivität geschaltet. Ist dieser Parallelschwingkreis in Resonanz, so ist nur noch der Ersatz-Wirkwiderstand am LNA-Eingang repräsentant. Folgende Abbildung zeigt die Beschaltung mit der parallelen Induktivität:

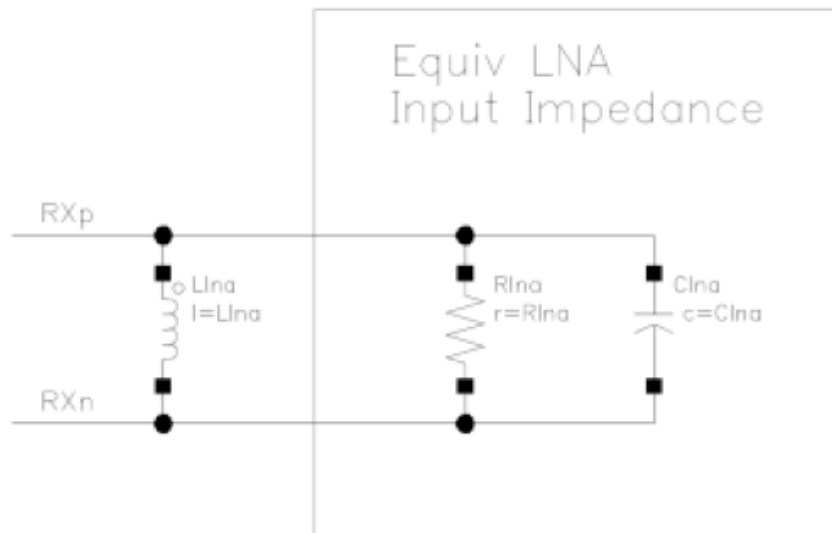


Abbildung 36: Eliminierung der internen Ersatzkapazität ^[16]

Dies Parallelinduktivität berechnet sich wie folgt:

$$L_{LNA} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_{LNA}} = \frac{1}{(2\pi 869.525\text{MHz})^2 1.086\text{pF}} = 30.83\text{ nH}$$

Für die Anpassung der beiden Schaltkreise ist weiterhin die Impedanz des Front End zu betrachten. Dessen Ausgangs- bzw. Eingangsimpedanz wurde mit dem CC1190-Evaluierungsboard gemessen und im Datenblatt, wie in nachfolgender Abbildung, angegeben:

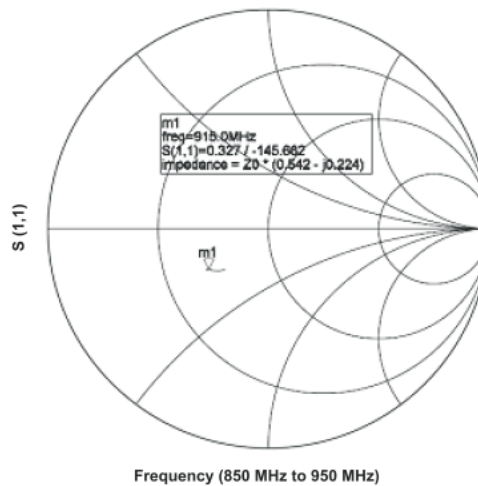


Figure 10. Input Impedance Measured at SMA connector on PA_IN/LNA_OUT on CC1190EM (TX Active)

Abbildung 37: Impedanz des Front End in Richtung Transceiver ^[12]

Hier werden beide Impedanzen angegeben, da die Eingänge auf dem Evaluierungsboard der Firma "Texas Instruments" über DC-Blockkondensatoren miteinander verbunden sind.

Die Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz an einer 50Ω-Leitung sollte demnach folgenden Wert besitzen:

$$Z_{PA} = Z_0 * (0.542 - j0.224) = 50\Omega * (0.542 - j0.224)$$

$$Z_{PA} = 27.1\Omega - j11.2\Omega$$

Dies entspricht wieder einer Serienschaltung aus einer Kapazität und einem Wirkwiderstand. Die Serienkapazität besitzt hierbei folgenden Wert:

$$C_{PA} = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi * 869.525\text{MHz} * 11.2\Omega} = 16.34\text{pF}$$

Mit dem Einsatz einer zusätzlichen Serieninduktivität kann nun ein Serienschwingkreis berechnet werden, der bei Betriebsfrequenz nur den Wirkwiderstand besitzt. Sie berechnet sich zu:

$$L_{PA} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_{PA}} = \frac{1}{(2\pi 869.525\text{MHz})^2 16.34\text{ pF}} = 2.05\text{ nH}$$

Bei einer Frequenz von 869,525MHz sollten nun nur noch die Widerstände der Ein- und Ausgangsimpedanzen von Transceiver und Front End für das Anpassungsnetz von Bedeutung sein.

Gemäß [16] können nun die Anpassungsinduktivitäten des BALUN berechnet werden:

$$L_2 = \frac{\sqrt{R_{PA} * R_{LNA}}}{2\pi f_c} = \frac{\sqrt{27.1\Omega * 379.78\Omega}}{2\pi 869.525\text{MHz}} = 18.57\text{ nH}$$

$$L_{Match} = 2 * L_2 = 2 * 18.57\text{ nH} = 37.14\text{ nH}$$

$$L_1 = \frac{L_{LNA} * L_{Match}}{L_{LNA} + L_{Match}} = \frac{30.83\text{ nH} * 37.14\text{ nH}}{30.83\text{ nH} + 37.14\text{ nH}} = 16.84\text{ nH}$$

Die Anpassungskapazitäten berechnen sich gemäß [16], wie folgt zu:

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 * L_2} = \frac{1}{(2\pi * 869.525\text{MHz})^2 * 18.57\text{ nH}} = 1.8\text{ pF}$$

$$C_1 = 2 * C_2 = 2 * 1.8\text{ pF} = 3.6\text{ pF}$$

Für die Simulation der Phasenverschiebung des BALUN an den Eingangspins des LNA wurde ein Simulationsmodell, in "PSPICE 9.1 student version" von "Cadence", welches als Freeware im Internet herunterladbar ist, wie folgt erstellt:

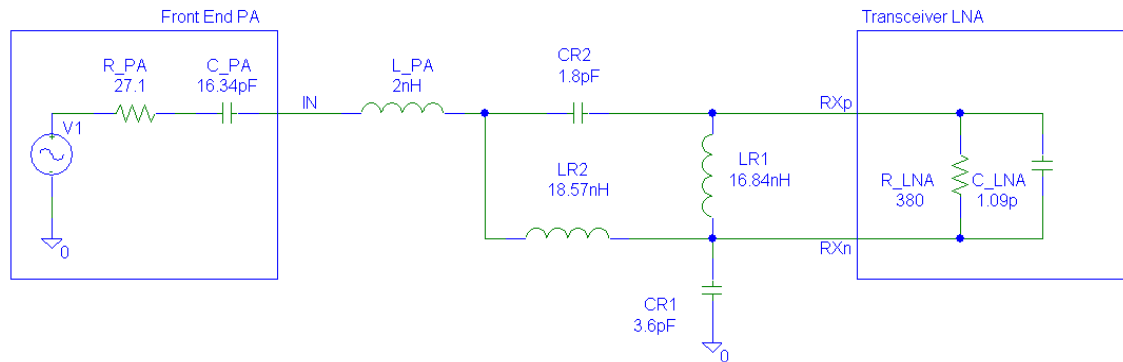


Abbildung 38: PSpice-Model der Phasenverschiebung am LNA des Transceivers

Das Ergebnis der Simulation liefert die nachfolgende Abbildung:

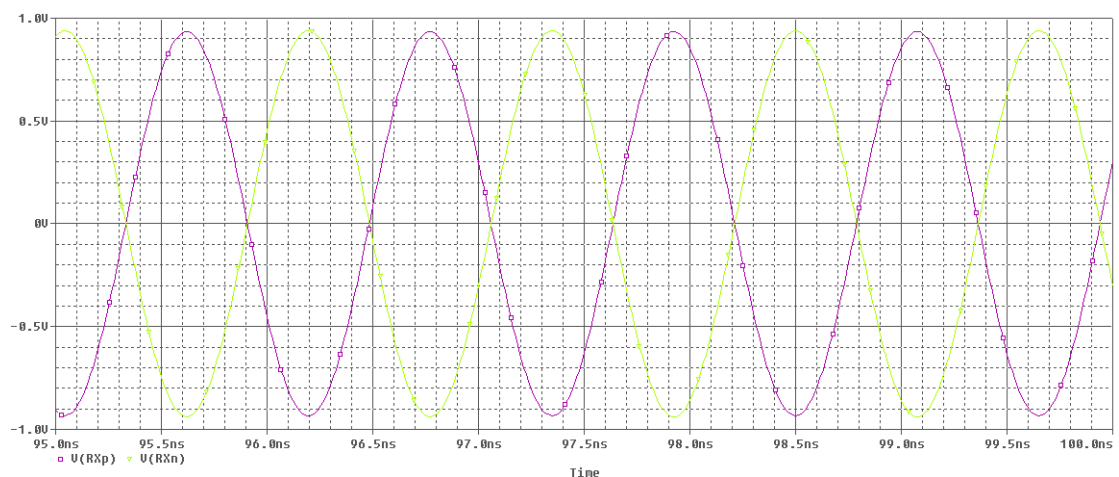


Abbildung 39: Simulationsergebnis der Phasenverschiebung am LNA

Man erkennt deutlich die 180°-Phasenverschiebung zwischen den differentiellen Eingangspins des LNA, und somit der Wirkungsweise des BALUN. Ein weiterer bereits erwähnter Effekt ist die Erhöhung der Empfindlichkeit. Dies wird durch eine höhere Signalamplitude am LNA, im Vergleich zur Ausgangsamplitude am Front End, erreicht. Folgendes Simulationsergebnis in PSpice soll dies verdeutlichen:

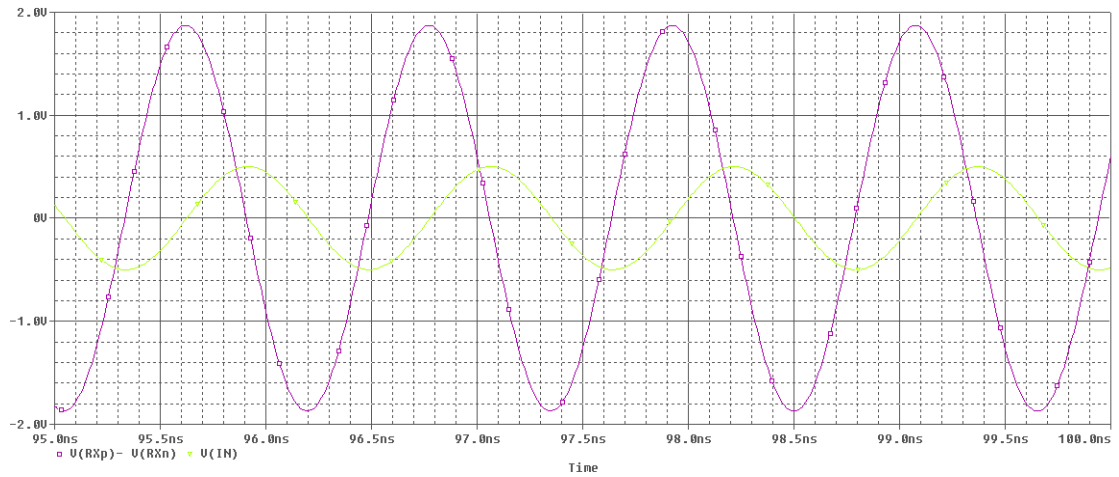


Abbildung 40: Signalamplitude an Front End und Transceiver

Man erkennt anhand dieser Simulation den deutlichen Anstieg der Signalamplitude am Eingang des Transceivers auf einen annähernd vierfachen Wert mit einer gewissen Verzögerung.

Für die Simulation mit realen Bauelementen in RFSim99 wurden nach einer bereits erfolgten Optimierung folgende Bauelemente mittels "Murata Chip S-Parameter & Impedance Library" gewählt:

Bauelement	Wert	Toleranz	SRF	Bauform	Güte	Herstellercode
LPA	2.2nH	±0.3nH	>6GHz	0402	36	LQG15HS2N2S02
CR1	1.8pF	±0.25pF	5.4GHz	0402	696	GJM1555C1H1R8CB01
CR2	3.6pF	±0.25pF	3.8GHz	0402	438	GJM1555C1H3R6CB01
LR1	16nH	±2%	>6GHz	0402	66	LQW15AN16NH00
LR2	19nH	±3%	5.8GHz	0402	63	LQW15AN19NH00

Tabelle 14: Bauelemente des BALUN

Die Induktivitäten besitzen bei der Betriebsfrequenz folgende realen Induktivitätswerte gemäß "Murata Chip S-Parameter & Impedance Library":

Bauelement	Nominaler Wert	Realer Wert	Herstellercode
LPA	2.2nH	2.0nH	LQG15HS2N2S02
LR1	16nH	15.75nH	LQW15AN16NH00
LR2	19nH	18.82nH	LQW15AN19NH00

Tabelle 15: reale Bauelementewerte bei Betriebsfrequenz

In RFSim99 wurde die Übertragungsstrecke wie folgt realisiert und dessen S-Parameter simuliert:

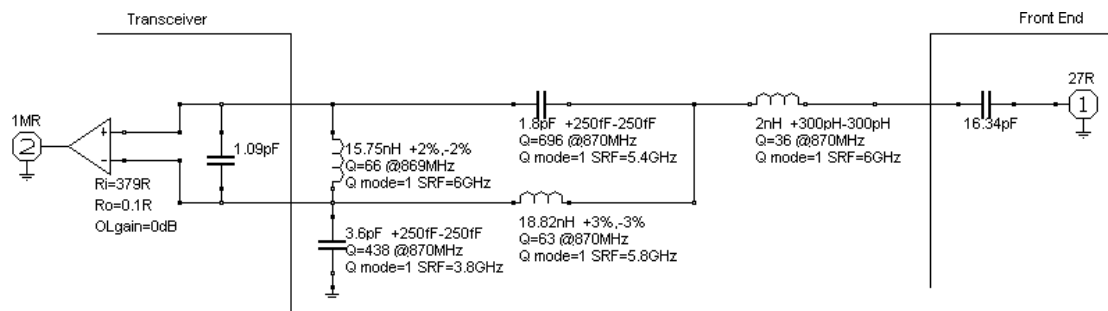


Abbildung 41: RFSim9-Model des Transceiver-BALUN

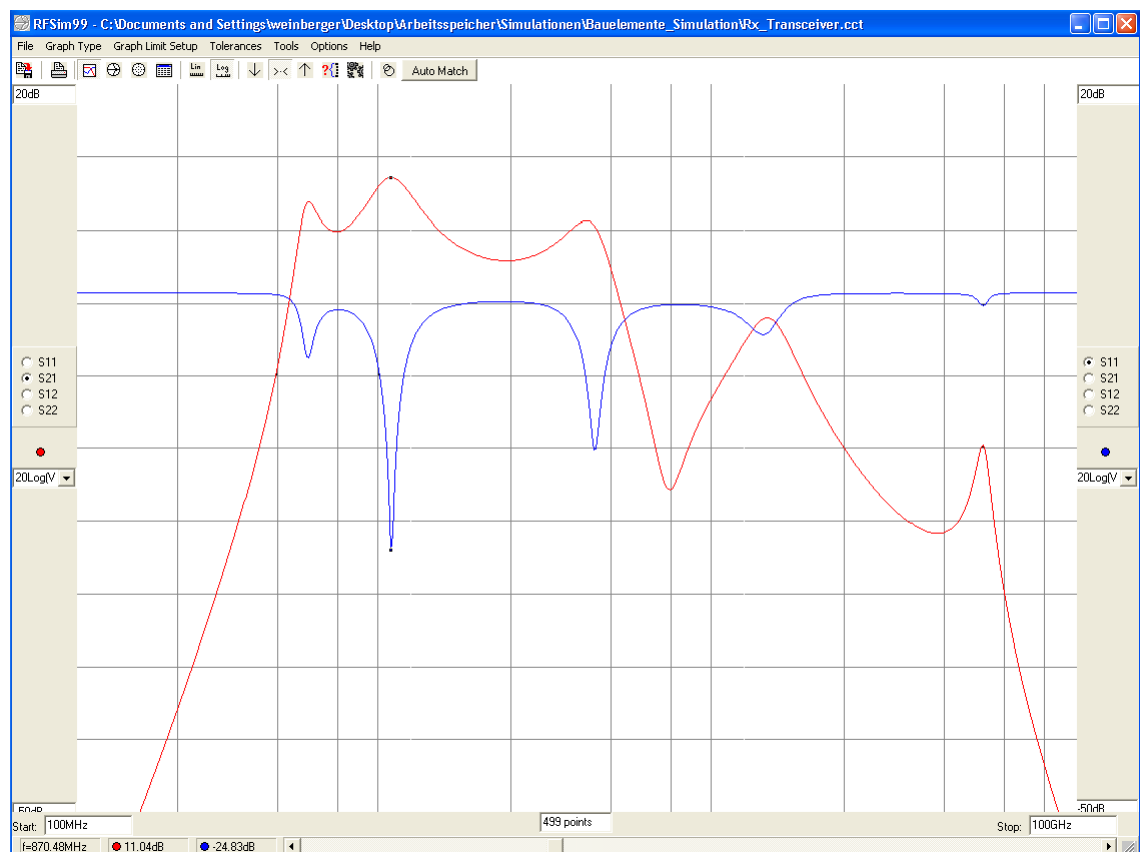


Abbildung 42: S-Parameter des Transceiver-BALUN

Wie erwartet, zeigt das Simulationsergebnis bei der Betriebsfrequenz von 869MHz eine Resonanzüberhöhung und ein deutliches Bandpassverhalten. Da jedoch die ersten Oberwellen nicht bedämpft werden, sollte ein zusätzliches Filter zum Einsatz kommen. Hierfür wird im Layout des LRM ein Filter der 3.Ordnung als Bestückungsoption und zu Evaluierungszwecken vorgesehen.

5.8 Anpassung des Transceivers im Sendezweig ^[10,12,13,14,19,20,22,23]

Wie bei dem Front End handelt es sich auch beim PA des Transceiver um einen Schaltverstärker. Eine typische Beschaltung des Verstärkers wurde [19] entnommen:

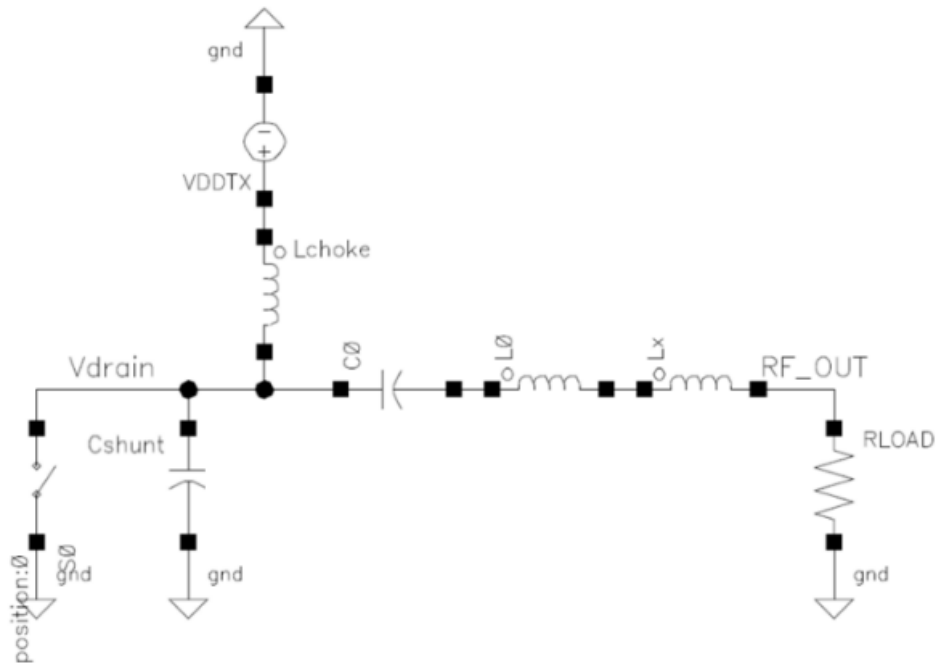


Abbildung 43: Beschaltung des Transceiver-PA ^[19]

Die Abbildung zeigt die Ersatzdarstellung des Schaltverstärkers als eine Kombination aus Shunt-Kapazität, die die Drain-Source-Kapazität des Verstärkers repräsentiert, und einem Schalter. Die in der Application Note AN627^[19] angegebene interne Drain-Kapazität bei 868MHz besitzt folgenden Wert:

$$C_{Shunt} = 1.24 \text{ pF}$$

Weiterhin wird der PA wieder durch eine Pull-Up-Drossel am Drain versorgt. Die nachfolgende Kapazität C_0 dient einerseits als Gleichstromentkopplung in Richtung Front End und andererseits in Kombination mit der Induktivität L_0 als Serienschwingkreis, der auf die Betriebsfrequenz eingestellt wird. R_{Load} entspricht der Last, an welcher die Sendeleistung gespeist werden soll, hier die Eingangsimpedanz des Front End, und L_x dient der Anpassung an diese Impedanz.

Durch den seriellen Schwingkreis im Übertragungszweig wird eine Dämpfung nicht erwünschter Frequenzen vorgenommen und nur die Betriebsfrequenz weiter an das Front End gereicht. Die LC-Komponenten werden so gewählt, dass die Serienresonanz bei 869.525MHz liegt. Selbstverständlich gibt es hierbei eine unendliche Anzahl von Möglichkeiten, die Blindelemente zu kombinieren.

In der Theorie zum Serienschwingkreis ist dessen Widerstand bei Resonanzfrequenz gleich Null und bei allen anderen Frequenz unendlich hoch. Auch dies ist wieder mit realen Bauelementen durch dessen Verluste nicht realisierbar.

Es ist wünschenswert, die Dämpfung des Schwingkreises so gering wie möglich zu halten. Da die Güte diskreter Induktivitäten generell wesentlich geringer als die der diskreten Kapazitäten ist, sollte das LC-Verhältnis so gewählt werden, dass die Güte der Induktivität relativ hoch ist. Sie steigt mit dem Induktivitätswert, bis die Induktivität die Selbstresonanz erreicht.

Folgende Richtlinien sind für einen Serienschwingkreis zu beachten:

- Resonanzfrequenz bei Betriebsfrequenz
- der Wert der Induktivität sollte so groß wie möglich gewählt werden
- Toleranzwerte von nicht mehr als 5%

Jedoch sollte man beachten, dass mit steigender Induktivität bei konstanter Resonanzfrequenz der Kapazitätswert sinkt und somit dessen Toleranzen steigen. Des Weiteren kommen dann auch die parasitären Kapazitäten der Leiterplatte zum Tragen.

Für den Serienschwingkreis wird beispielsweise eine Kapazität von $C_0=3.3\text{pF}$ festgelegt und so die notwendige Induktivität errechnet:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0*C_0}} \Rightarrow L_0*C_0 = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2}$$

$$L_0 = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 C_0} = \frac{1}{(2\pi 869.525\text{MHz})^2 * 3.3\text{pF}} \approx 10.15\text{nH}$$

Nachdem der Serienschwingkreis ermittelt wurde, muss im nächsten Schritt die notwendige Lastimpedanz berechnet werden, welche an dessen Ausgang für die Anpassung präsent sein muss. Gemäß [22] ist diese Impedanz eine Funktion der Drain-Kapazität sowie der Betriebsfrequenz und berechnet sich wie folgt:

$$Z_{Load} = \left(\frac{0.2815}{2\pi f * C_{Shunt}} \right) e^{j 49.0524^\circ}$$

$$Z_{Last} = \left(\frac{0.2815}{2\pi * 869.525\text{MHz} * 1.24\text{pF}} \right) e^{j 49.0524^\circ} = 41.55\Omega * e^{j 49.0524^\circ}$$

$$Z_{Last} = 41.55\Omega * \cos(49.0524^\circ) + j \sin(49.0524^\circ) = 27.23\Omega + j 31.38\Omega$$

Das heißt der Transceiver besitzt eine Ausgangsimpedanz von:

$$Z_{PA} = 27.23\Omega - j 31.38\Omega$$

Für das Simulationsmodell erhält man somit folgende Serienkapazität:

$$C_{PA} = \frac{1}{2\pi f * X_C} = \frac{1}{2\pi * 869.525\text{MHz} * 31.38\Omega} = 5.833\text{pF}$$

Zur Eliminierung des kapazitiven Blindanteiles wird eine serielle Induktivität hinzu gefügt:

$$L_{PA} = \frac{1}{(2\pi f)^2 * C_{PA}} = \frac{1}{(2\pi * 869.525\text{MHz})^2 * 5.833\text{pF}} = 5.74\text{nH}$$

Diese Induktivität wird nun auf die des Serienschwingkreises aufgerechnet:

$$L_{Match} = L_0 + L_{PA} = 10.15\text{nH} + 5.74\text{nH} = 15.89\text{nH}$$

Die Eingangsimpedanz des Front End hatte, wie bereits im vorangegangenen Kapitel erwähnt, folgende Impedanz:

$$Z_{FE} = 27.1\Omega - j11.2\Omega$$

Mit einer internen Serienkapazität von:

$$C_{FE} = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi * 869.525\text{MHz} * 11.2\Omega} = 16.34\text{pF}$$

Die Induktivität der Eliminierung des Blindanteiles berechnete sich zu:

$$L_{FE} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_{FE}} = \frac{1}{(2\pi * 869.525\text{MHz})^2 * 16.34\text{pF}} = 2.05\text{nH}$$

Diese wird wiederum auf die Schwingkreis-Induktivität aufgerechnet, und die Gesamt-Serieninduktivität hat einen Wert von:

$$L_{Gesamt} = L_{Match} + L_{FE} = 15.89\text{nH} + 2.05\text{nH} = 17.94\text{nH}$$

Da die Wirkwiderstände von Transceiver und Front End nahezu gleich sind, wird hier keine weitere Anpassung vorgenommen, und die Schaltung in RFSim99 mit folgenden Bauelementen simuliert:

Bauelement	Wert	Toleranz	SRF	Bauform	Güte	Herstellercode
L_{Gesamt}	18nH	±3%	>6GHz	0402	65	LQW15AN18NH00
C_{Ser}	3.3pF	±0.25pF	4GHz	0402	482	GJM1555C1H3R3CB01

Tabelle 16: Anpassungselemente am Transceiver im Sendezweig

Folgende Schaltung wurde in RFSim99 realisiert und die S-Parameter simuliert:

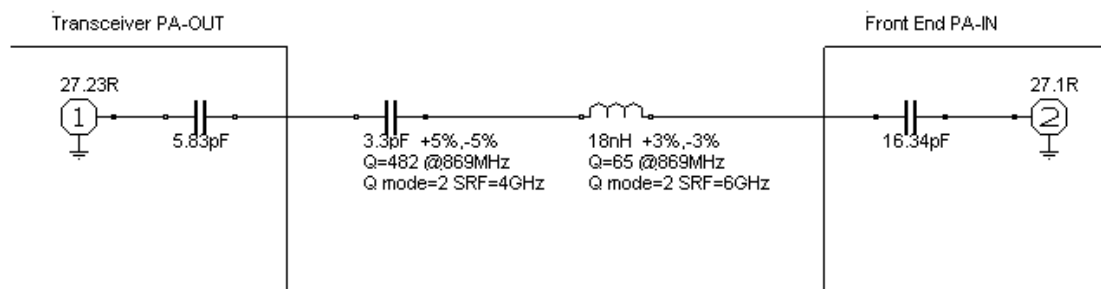


Abbildung 44: Anpassung des Transceivers im Sendebetrieb

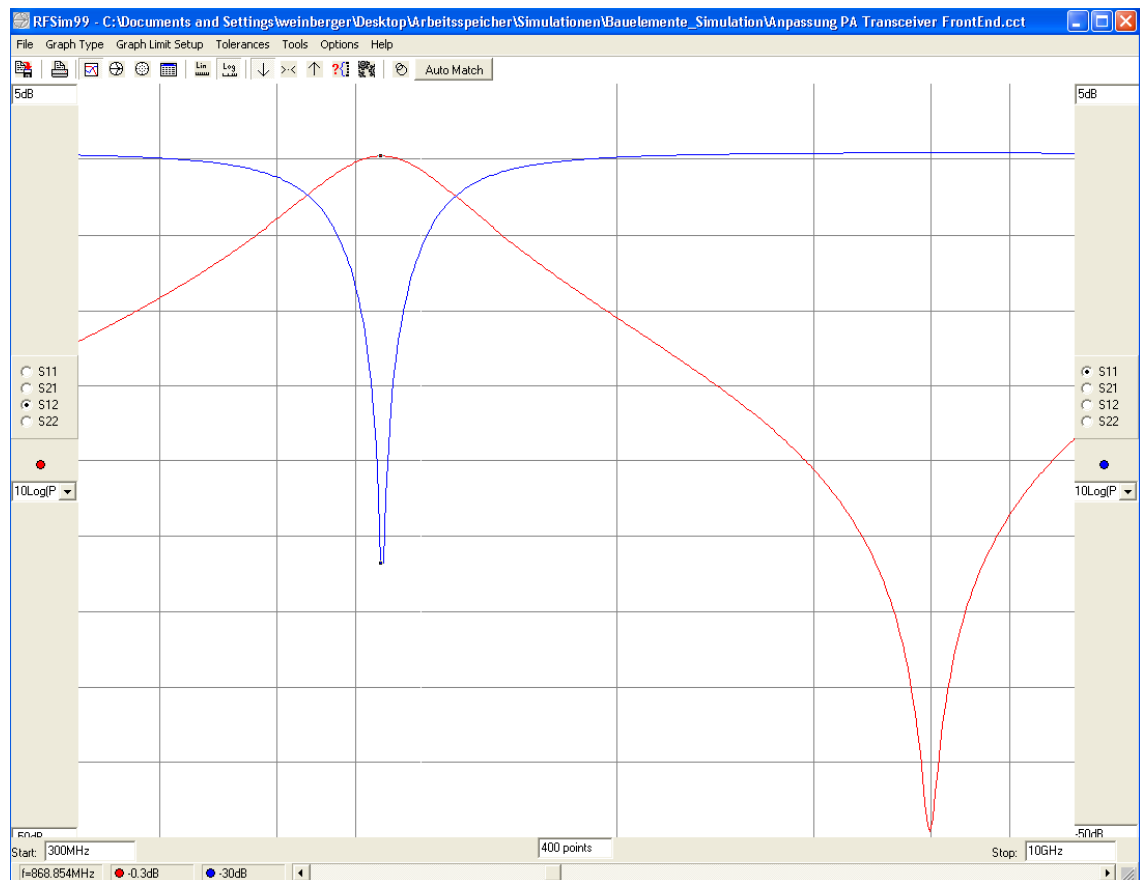


Abbildung 45: S-Parameter der Anpassung des Transceivers im Sendebetrieb

Das Bandpassverhalten der Übertragungsstrecke zwischen Transceiver und Front End im Sendebetrieb wird hier deutlich dargestellt mit einer Dämpfung im Durchlassbereich bei 869MHz mit 0.3dB und einem Eingangsreflektionsfaktor von -30dB.

Da der Eingangspegel des Front End maximal +10dBm betragen darf, und der Transceiver vom Typ Si4460 gemäß Datenblatt maximal mit +13dBm senden kann, wird durch oben erzielte Dämpfung der Maximalwert überschritten. Das bedeutet, ein zusätzliches Dämpfungsglied muss zwischen Front End und Transceiver im Sendezweig platziert werden.

Für einen sicheren Betrieb wird eine Dämpfung von ca. 5dB vorgesehen. Diese kann durch ein so genanntes PI-Glied erreicht werden [23]:

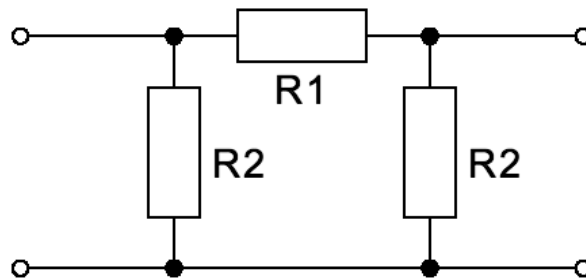


Abbildung 46: Dämpfungsglied^[23]

Die Widerstandswerte berechnen sich hierbei zu:

$$R_1 = Z \frac{a^2 - 1}{2a}$$

$$R_2 = Z \frac{a + 1}{a - 1}$$

$$a = 10^{\frac{dB}{20 dB}}$$

Diese Formeln gelten nur bei gleichen Impedanzen an beiden Ports des PI-Netzwerkes.
Für die Impedanz von 27Ω von Transceiver und Front End berechnen sich die Widerstände demnach zu:

$$a = 10^{\frac{dB}{20}} = 10^{\frac{5}{20}} = 1.778$$

$$R_1 = Z \frac{a^2 - 1}{2a} = 27\Omega \frac{1.778^2 - 1}{2 * 1.778} = 16.41\Omega$$

$$R_2 = Z \frac{a + 1}{a - 1} = 27\Omega \frac{1.778 + 1}{1.778 - 1} = 96.38\Omega$$

Mit einem Widerstand $R_1 = 16\Omega$ und den Widerständen $R_2 = 100\Omega$ wird die Schaltung erneut simuliert:

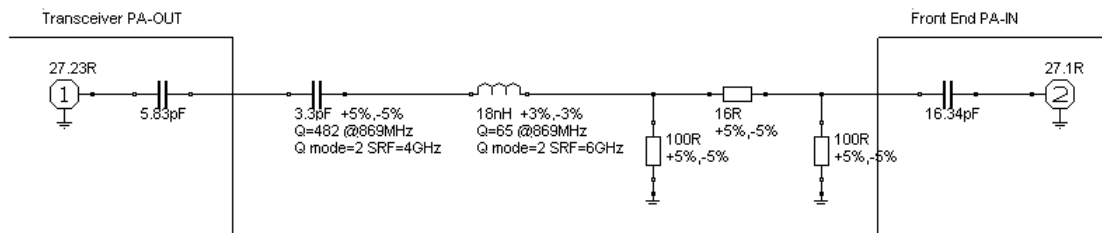


Abbildung 47: Gedämpfte Übertragung im Sendebetrieb des Transceivers

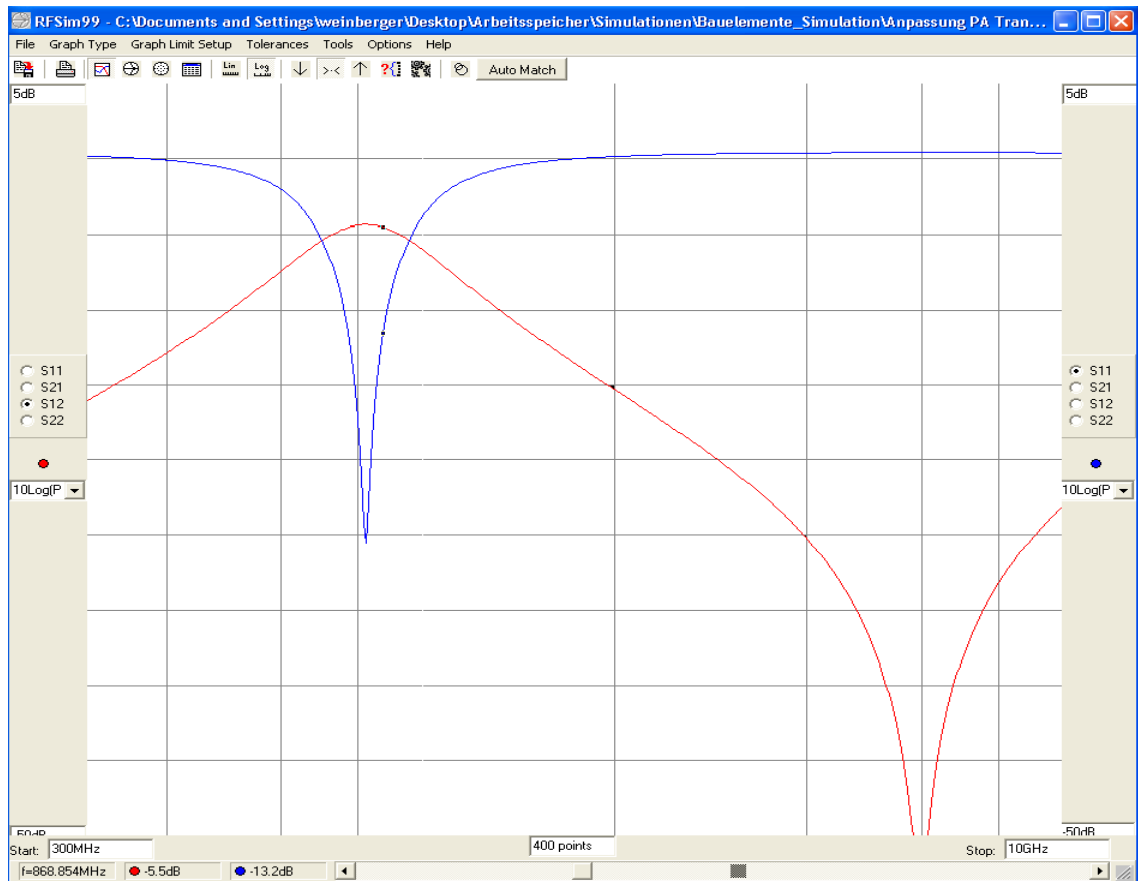


Abbildung 48: S-Parameter der gedämpften Übertragung

Bei der Zielfrequenz von 869MHz wird nun eine Dämpfung in der Übertragung von 5.5dB erreicht. Jedoch hat das Pi-Glied die Mittenfrequenz des Bandpasses verschoben. Eine Verringerung der Serieninduktivität auf 16nH korrigiert diesen Fehler.

Wie auch das Front End ist der PA des Transceivers ein Schaltverstärker mit offenem Drain, welcher eine zusätzliche Pull-Up-Drossel zur Versorgung benötigt. Silicon Laboratories empfiehlt hier den Einsatz einer Induktivität von 120nH bei einer Betriebsfrequenz von 868MHz. Der Betrieb der Endstufe des Transceivers über die Drossel soll außerdem am Festspannungsregler mit 2.3V möglich sein. Der Vorteil liegt hier in der stabilen Versorgung ohne eine hierdurch hervorgerufene Schwankung der Leistung zwischen Transceiver und Front End, um so eine Zerstörung des Front End zu verhindern. Die zusätzlichen 15mA erhöhen den Strombedarf am Festspannungsregler auf ca. 40mA, womit sich immer noch eine Reserve von ca. 10mA bietet. Des Weiteren soll auch der Betrieb mit der Modulversorgungsspannung für Evaluierungszwecke möglich sein.

Die Simulation der S-Parameter im Übertragungszweig zwischen Transceiver und Front End wurde in RFSim99 wie folgt durchgeführt:

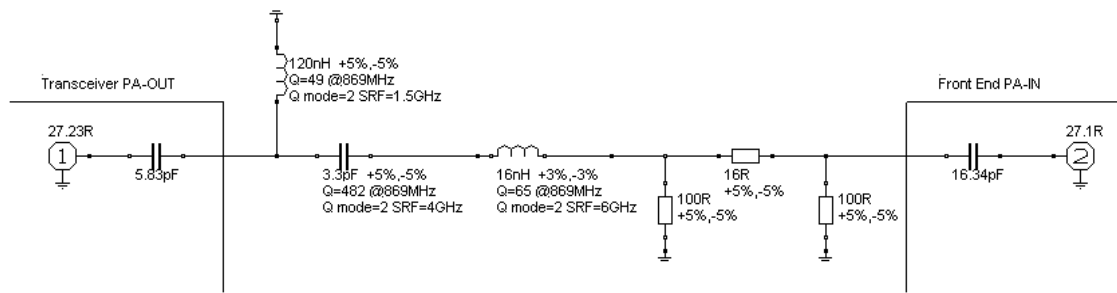


Abbildung 49: Modell des Sendezweiges am Transceivers

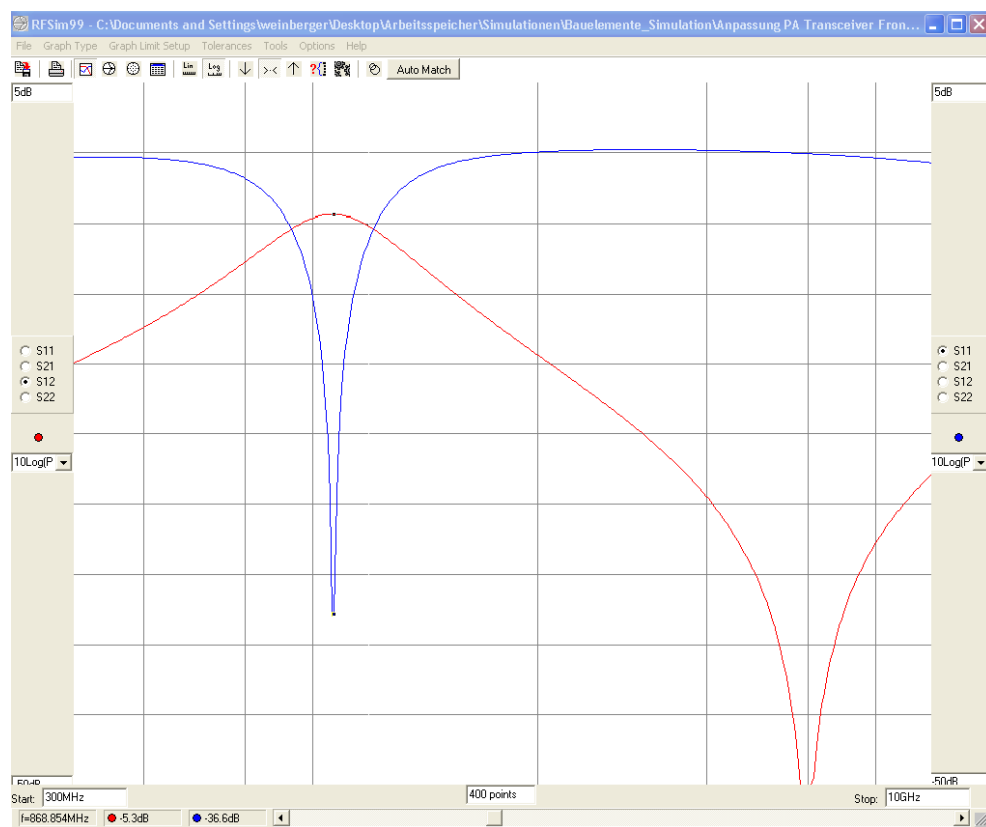


Abbildung 50: S-Parameter des Sendezweiges am Transceiver

Die Simulation der S-Parameter zeigt eine Dämpfung der Übertragungsstrecke zwischen Transceiver und Front End bei 869MHz von 5.3dB sowie die Dämpfung der reflektierten Welle um 36.6dB. Die erste Oberwelle wird mit 14.4dB und die zweite mit 20dB bedämpft. Ob dies jedoch genügt, um die Nebenaussendung unter den durch die SRD-Regularien bestimmten Grenzwert zu senken, ist im Anschluss an die Fertigung zu prüfen.

6. Entwurf der Modul-Schaltpläne

6.1 Hochfrequenzentkopplung und Versorgung ^[24,26]

Bei der Versorgung des Moduls ist eine Entkopplung der Gleichspannung von HF-Störungen notwendig. Dies geschieht in beide Richtungen, d.h. hochfrequente Signale außerhalb des Moduls gelangen nicht in das Modul und umgekehrt. Dies wird durch eine Tiefpassfilterung am Versorgungseingang des LRM erreicht. Dieses Filter besteht aus einem Ferrit und einer Reihe von Abblockkondensatoren. Die Kondensatoren werden dabei so gewählt, dass sie ihre Selbstresonanz bei den zu unterdrückenden HF-Signalfrequenzen besitzen (vgl. mit dem Kapitel über die realen Eigenschaften von Bauelementen in Hochfrequenzschaltungen). Folgende Frequenzen sind durch das Modul zu entkoppeln:

Frequenz	Ursprung / Bemerkung
1.74GHz	1. Oberwelle der HF-Betriebsfrequenz des LRM
869MHz	HF-Betriebsfrequenz des LRM
433MHz	ISM-Band
169MHz	ISM-Band
20MHz	Betriebsfrequenz des MSP430F5xxx

Tabelle 17: Zu entkoppelnde Frequenzen auf dem LRM

Mit Hilfe der "Murata Chip S-Parameter & Impedance Library" konnten folgende Abblockkondensatoren für die oben angegebenen Frequenzen gefunden werden:

Frequenz	Kapazität	SRF	Bauform	Herstellercode
1.74GHz	16pF	1.83GHz	0402	GRM1555C1H160JZ01
869MHz	56pF	900MHz	0402	GRM1555C1H560JZ01
433MHz	270pF	437MHz	0402	GRM1555C1H271JA01
169MHz	2.2nF	161MHz	0402	GRM155R71H222KA01
20MHz	150nF	19.9MHz	0407	GRM155R60J154KE01

Tabelle 18: Kapazitäten zur Entkopplung auf dem LRM

Zur kosteneffektiven EMV-Filterung auf dem Modul bieten sich SMD-Chip-Ferrite mit geringem Gleichstromwiderstand und einer hohen Impedanz, schon ab niedrigen Frequenzen, an. Für das LRM sollte dieser Ferrit eine Strombelastbarkeit von ca. 500mA aufweisen, da das Front End ca. 350mA und die restlichen Komponenten nicht mehr als 50mA benötigen. Hierzu wird demnach eine Bauform der Größe 0603 notwendig sein, um dieses Kriterium zu erfüllen. Zum Einsatz im LRM könnten hierbei folgende Ferrite der Firma "Taiyo Yuden" kommen:

Herstellercode	I_{DC}	R_{DCmax}	Bauform
BK1608HS220	1500mA	50m Ω	0603
BK1608HS470	900mA	100m Ω	0603
BK1608HS600	800mA	100m Ω	0603
BK1608LL300	500mA	200m Ω	0603
BK1608HW241	450mA	250m Ω	0603

Tabelle 19: SMD-Ferrite der Firma "Taiyo Yuden"

Die Beschaltung des Versorgungseinganges des LRM in Verbindung mit dem Festspannungsregler erfolgte wie folgt in Altium Designer:

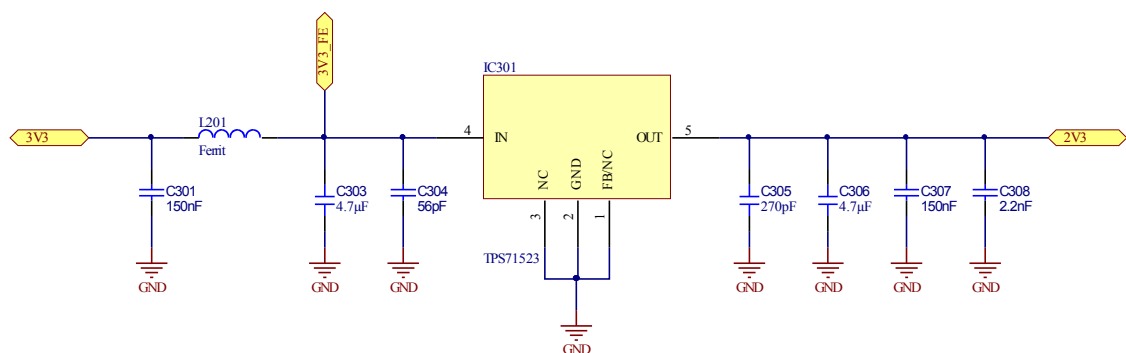


Abbildung 51: Schaltplan der Spannungsversorgung des LRM

Die Abblockkondensatoren für 869MHz und 1.74GHz im 2.3V-Versorgungspfad werden direkt am Versorgungspin des Transceivers und des Front End platziert und sind daher im obigen Schaltplan nicht enthalten. Des Weiteren sind zwei Kapazitäten von 4.7 μ F als Stützkondensatoren vorgesehen, welche kurzzeitige Spannungsschwankungen ausgleichen sollen.

6.2 Beschaltung des MSP430F5xxx ^[8]

Da der MSP430F5528 die größtmögliche Funktionalität bietet, und somit das Layout für das selbe Gehäuse abwärtskompatibel ist, soll nachfolgend vorrangig dieser Controller für den Schaltplan betrachtet werden.

Folgendes Blockschaltbild soll den Einsatz des Mikrocontrollers in LRM verdeutlichen:

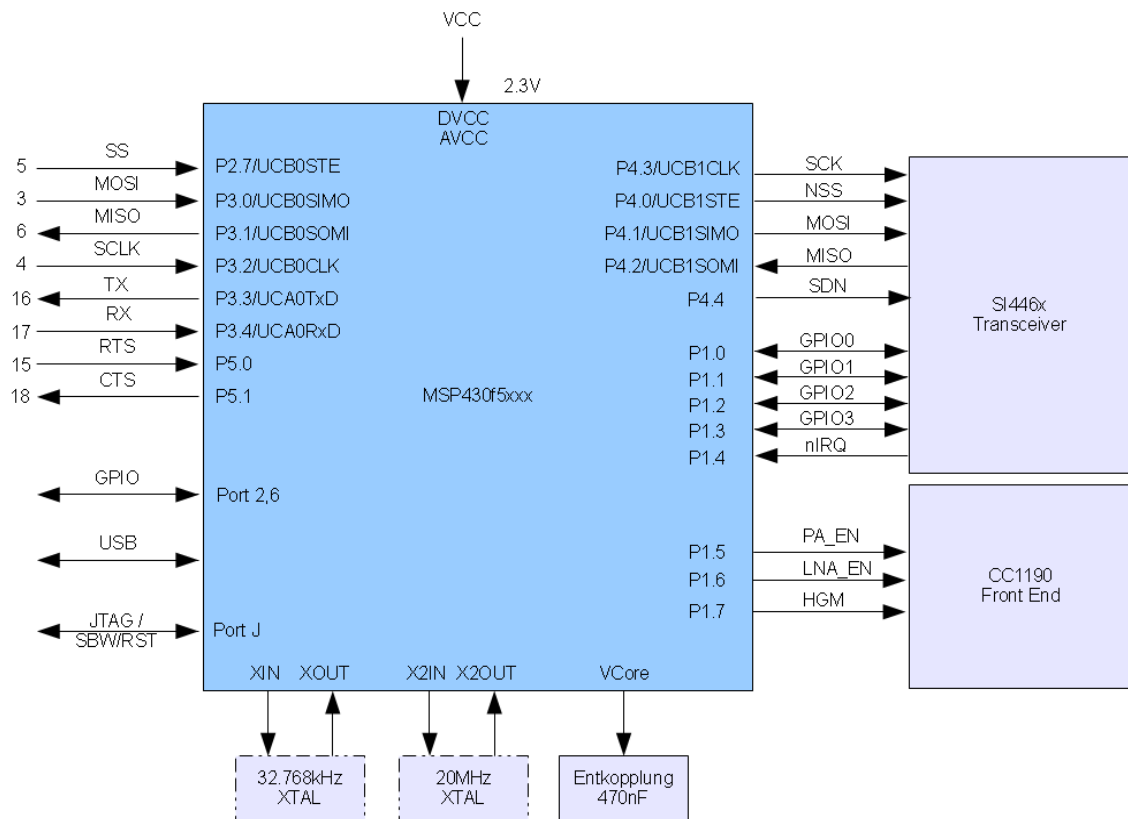


Abbildung 52: Funktionsblock des Mikrocontrollers MSP430F5xxx

Der MSP430F5xxx soll, wie oben dargestellt, über einen der beiden verfügbaren UART mit einem Host kommunizieren können und mit dem zweiten UART im SPI-Modus den Transceiver steuern sowie Daten weiterleiten oder empfangen. Zu beachten ist hierbei, wenn der Transceiver Daten empfängt, dass er dies am Pin nIRQ anzeigt. Somit muss der angesteuerte MSP-Pin interruptfähig sein. Des Weiteren ist es möglich, nicht benötigte Peripherien abzuschalten. Das heißt, der Transceiver kann über den Pin SDN (Shut Down) und das Front End über eine Pinkombination der Enable-Anschlüsse deaktiviert werden, um den Stromverbrauch so gering wie möglich halten zu können.

Bei der Erstinbetriebnahme bzw. nach einem Reset des Mikrocontrollers befinden sich alle Ports in folgender Konfiguration:

Register	Inhalt	Bedeutung
PxDIR	00h	Port als Eingang konfiguriert
PxREN	00h	Interne Pull-Up- bzw. Pull-Down-Widerstände abgeschaltet
Interrupt	00h	Keine Interrupts werden erwartet

Tabelle 20: Portzustände nach einem Neustart des Controllers

Interruptfähig sind die Ports 1 und 2. Daher wird Port 1 verwendet, um das Interruptsignal des Transceivers beim Empfangen einer Nachricht registrieren zu können, und Teile des Port 2 werden aus dem LRM herausgeführt um für Host-Interrupts zur Verfügung zu stehen. Der Schaltplan im Altium Designer wurde für den MSP430F5528 wie folgt realisiert:

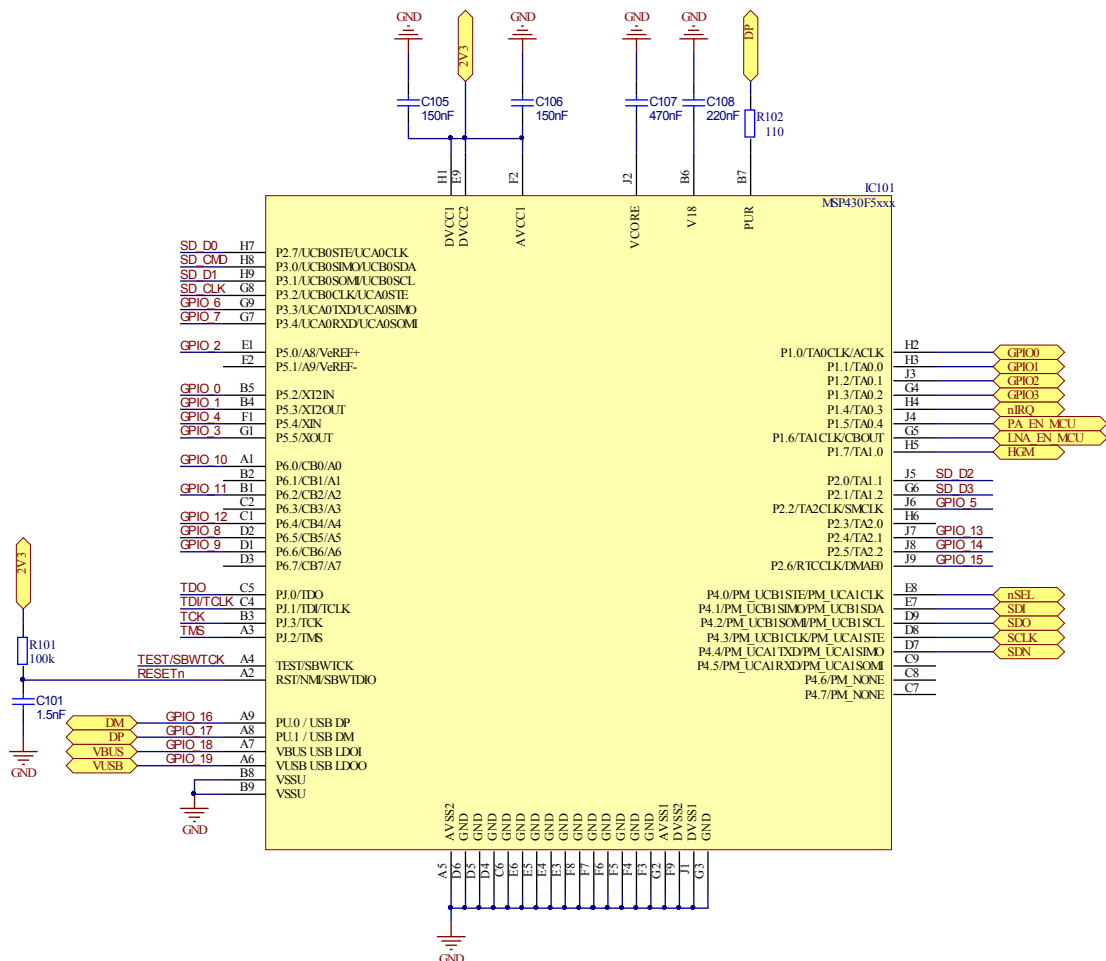


Abbildung 53: Schaltplan des MSP430F5528

Auf dem oberen Abschnitt des Schaltplans erkennt man bei den analogen (AVCC) und digitalen Versorgungspins (DVCC) die Abblockkondensatoren zu 150nF mit der Eigenresonanzfrequenz von ca. 20MHz, einen Kondensator von 470nF und 220nF. Die beiden letzteren werden durch das Datenblatt vorgegeben. Der Pin V18 ist eine durch die USB-Versorgung geregelte interne Spannungsversorgung und nur für den internen Gebrauch vorhanden. Der hier angeschlossene Kondensator besitzt eine Eigenresonanzfrequenz von 18MHz und dient hier zur Unterdrückung des USB-Taktes. Beim Einsatz eines Mikrocontrollers, welcher die USB-Funktion nicht unterstützt, wird dieser Kondensator nicht bestückt. Der Pin VCORE ist ebenfalls ein Ausgang eines internen Spannungsreglers ohne externe Last, der nur zum Anschluss eines Abblockkondensators dient.

Außerdem ist gemäß Datenblatt zu beachten, dass die Versorgungspins der analogen und digitalen Komponenten des MSP430F5528 von der selben Quelle gespeist werden.

Der Widerstand am Pin PUR ist ebenfalls nur bei den Controllern mit USB-Funktion notwendig und dient der Erkennung als High-Speed oder Full-Speed-Gerät, da die positive differentielle Leitung mit diesem Widerstand auf High-Potential gezogen wird. Der Widerstandswert wurde ebenfalls durch das Datenblatt empfohlen.

Auf der rechten Seite des Schaltplans sind die Steuerleitungen in Richtung Transceiver und Front End herausgeführt und auf der linken Seite die Verbindungen zu den Anschlußstellen des LRM.

Die auf den ersten Blick wirkende "Unordnung" der GPIO-Pins, die aus dem LRM herausgeführt werden, ist zum einen in der Forderung nach Pinkompatibilität zum Vorgängermodul und zum zweiten mit den Positionen der Ausgangspins am MSP430F5xxx begründet.

Des Weiteren wurde auf der linken Seite noch eine Einschaltverzögerung von 150µs durch eine Tiefpass erster Ordnung am Reset-Pin eingefügt, um einen definierten Start des Mikrocontroller zu erhalten. Inwieweit diese Verzögerung genügt, ist zu prüfen, da hierzu keine Aussage im Datenblatt getroffen wurde.

Folgende Abbildung aus dem Datenblatt des MSP430F5528 zeigt die maximalen Betriebswerte des Mikrocontrollers:

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Voltage applied at V_{CC} to V_{SS}	-0.3 V to 4.1 V
Voltage applied to any pin (excluding V_{CORE} , V_{BUS} , V_{18}) ⁽²⁾	-0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Diode current at any device pin	± 2 mA
Storage temperature range, T_{stg} ⁽³⁾	-55°C to 150°C
Maximum operating junction temperature, T_J	95°C

(1) Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

(2) All voltages referenced to V_{SS} . V_{CORE} is for internal device usage only. No external DC loading or voltage should be applied.

(3) Higher temperature may be applied during board soldering according to the current JEDEC J-STD-020 specification with peak reflow temperatures not higher than classified on the device label on the shipping boxes or reels.

Abbildung 54: Maximale Betriebswerte des Mikrocontrollers MSP430F5528 ^[8]

Diese Werte sind besonders bedeutsam wegen des unterschiedlichen Betriebs des Moduls mit der nominellen Versorgungsspannung von 3.3V und die interne Versorgung des MSP430F5xxx mit 2.3V, denn dadurch verringert sich die zulässige Maximalspannung an den Pins. Die Grenzwerte in obiger Abbildung für die Pins (außer V_{BUS} , V_{CORE} und V_{18}) lassen auf folgende Schutzbeschaltung im Inneren des MSP430F5xxx schließen:

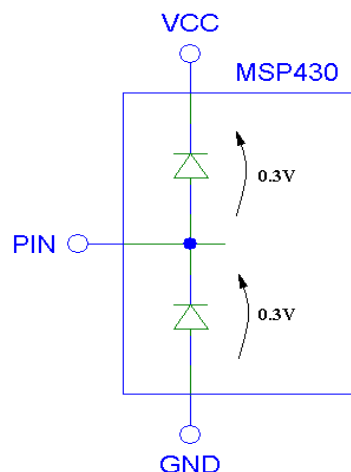


Abbildung 55: Schutzbeschaltung des MSP430F5xxx

Die Schutzschaltung würde bei einer zu hohen Eingangsspannung dafür sorgen, dass auch die Spannung am Versorgungspin steigt, und somit den Festspannungsregler zerstören kann. Die Ausgangsleistung am dimensionierten Transceiverausgang steigt dann ebenfalls und damit auch der Eingangspegel am Front End und kann diesen dann

zerstören. Die Lösung für einen sicheren Betrieb mit unterschiedlichen Versorgungsspannungen bildet ein in Reihe zum Pin geschalteter Widerstand, der die Spannungsdifferenz ausgleicht und somit eine Zerstörung des Moduls verhindert. Der maximale Diodenstrom ist mit 2mA angegeben, so berechnet sich der minimale Serienwiderstand, bei einer nominalen Modulversorgungsspannung von 3.3V, zu:

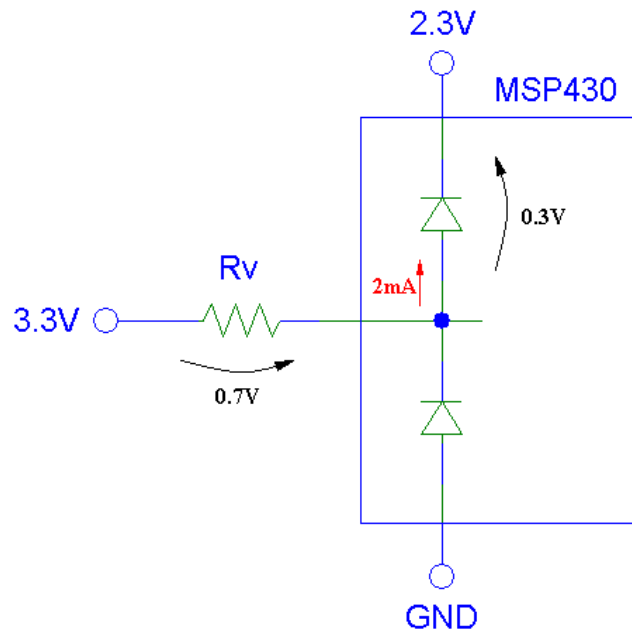


Abbildung 56: Vorwiderstand der Modulpins

$$R_{V_{min}} = \frac{U_{R_v}}{I_{D_{max}}} = \frac{U_{Pin} - (V_{CC} + U_D)}{I_{D_{max}}} = \frac{3.3V - (2.3V + 0.3V)}{2mA} = \frac{0.7V}{2mA} = 350\Omega$$

Das bedeutet, wird das LRM intern auf 2.3V Versorgungsspannung für den MSP430F5528 geregelt und das Modul extern mit einem Spannungspegel von bis zu 3.3V gesteuert, so muss ein externer Vorwiderstand von mindestens 350Ω gewählt werden, um eine Zerstörung des LRM zu verhindern.

Da auf dem Modul jedoch der Festspannungsregler durch einen Shunt-Widerstand ersetzt werden kann, und somit auch der Betrieb des MSP430 an der Modulversorgungsspannung ermöglicht wird, werden die seriellen Vorwiderstände nicht auf dem LRM integriert.

6.3 Beschaltung des Transceivers Si4460 ^[10]

Die Beschaltung des Transceivers im LRM soll durch folgenden Funktionsblock veranschaulicht werden:

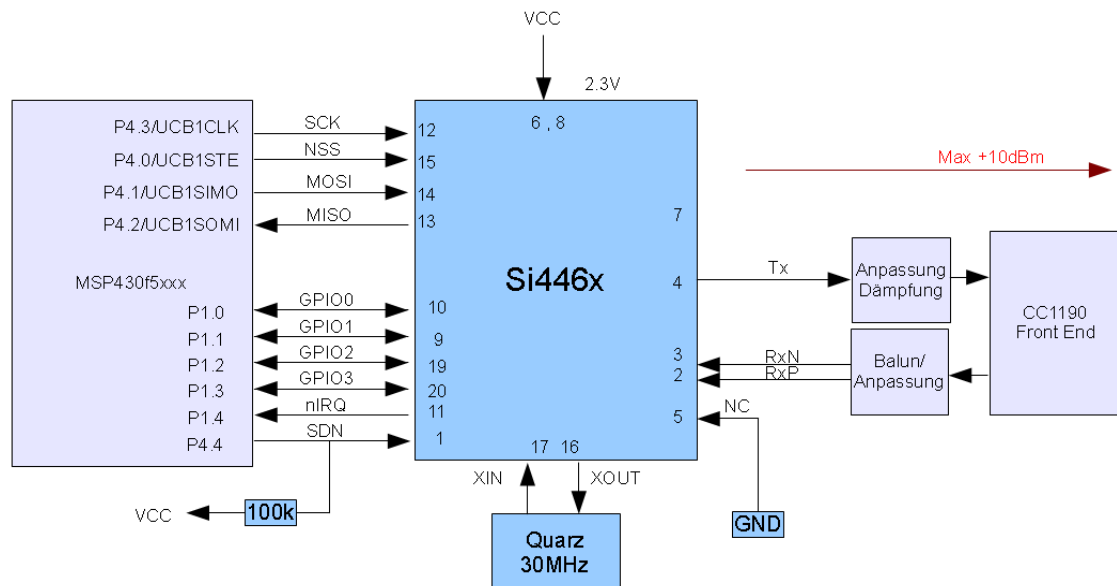


Abbildung 57: Funktionsblock des Transceivers Si4460

Bei der Erstinbetriebnahme des LRM befinden sich die Ports des MSP430F5xxx in der Konfiguration als Eingang ohne Pull-Up- oder Pull-Down-Widerstand, so dass auch der SDN-Pin (Shut Down) des Transceivers kein definiertes Potential besitzt. Daher wird dieser mit einem externen Pull-Up-Widerstand betrieben, so dass der Si4460 beim anlegen einer Versorgungsspannung an das Modul automatisch in den Shut-Down-Modus wechselt. Dies hat den Vorteil, dass der Transceiver gesteuert gestartet werden kann, indem der Port-Pin P4.4 auf "Low"-Pegel gezogen wird. Außerdem wird dadurch auch der "Anlaufstrom" des Moduls begrenzt.

Der Quarz zum Betrieb des Transceivers sollte standardmäßig 30MHz besitzen und benötigt keine zusätzlichen Lastkapazitäten, da diese bereits integriert sind. Die Gesamtkapazität weist einen Wert von 11pF auf und kann in 127 programmierbaren Schritten zu 70fF pro Stufe zur Anpassung programmiert werden.

Der Transceiver ist zwar auch für den Betrieb mit Quarzen von 25 bis 32 Mhz ausgelegt, jedoch muss dies dann bei der Initialisierung dem Transceiver mitgeteilt werden, sobald nicht mehr die standardmäßigen 30MHz zum Einsatz kommen.

Die Si446x-Familie besitzt vier GPIO und diese sind wie folgt im Shut-Down-Modus und nach dem Reset (POR) konfiguriert:

Pin	SDN State	POR Default
GPIO0	0	POR
GPIO1	0	CTS
GPIO2	0	POR
GPIO3	0	POR
nIRQ	resistive VDD pull-up	nIRQ
SDO	resistive VDD pull-up	SDO
SDI	High Z	SDI

Abbildung 58: GPIO-Konfiguration des Transceivers nach Reset ^[10]

Im Shut-Down-Modus müssen die Ports des MSP430F5xxx so konfiguriert werden, dass es nicht zu Querströmen zwischen den Ports kommt. Das bedeutet, die GPIO sollten für einen definierten Pegel mit einem Pull-Down-Widerstand und der SPI-Port mit Pull-Up-Widerständen im MSP430F5xxx konfiguriert werden.

Nachdem der SDN-Pin durch den MSP430 auf "LOW"-Pegel gesetzt wird, startet der Transceiver, und es dauert ca. 5ms bis der Chip fertig hochgefahren ist und SPI-Kommandos empfangen kann. Die Bereitschaft zum Empfang wird nach dem Reset oder Neustart signalisiert, indem der GPIO1 (Clear to Send) auf "HIGH"-Pegel gezogen wird.

Die digitalen Pegel zwischen Transceiver und MSP430F5xxx bei einer gemeinsamen Betriebsspannung von 2.3V wurden ebenfalls geprüft und das Ergebnis in folgender Tabelle zusammengefasst:

Senden digitaler Signale von MCU zu Transceiver			
Steuerpegel des MSP		Erforderlicher Pegel am Transceiver	
High:	Min. 1.68V	High:	Min. 1.60V
Low:	Max. 0.61V	Low:	Max. 0.70V
Senden digitaler Signale von Transceiver zu MCU			
Steuerpegel des Transceiver		Erforderlicher Pegel am MCU	
High:	Min. 1.84V	High:	Min. 1.70V
Low:	Max. 0.46V	Low:	Max. 0.57V

Tabelle 21: Pegel der digitalen Ports zwischen Transceiver und MCU

Die Tabelle zeigt, dass es theoretisch keine Probleme bezüglich der digitalen Pegel zwischen dem Controller MSP430F5xxx und der Transceiverfamilie Si446x gibt.

Der Schaltplan des Transceivers wurde in Altium Designer wie folgt realisiert:

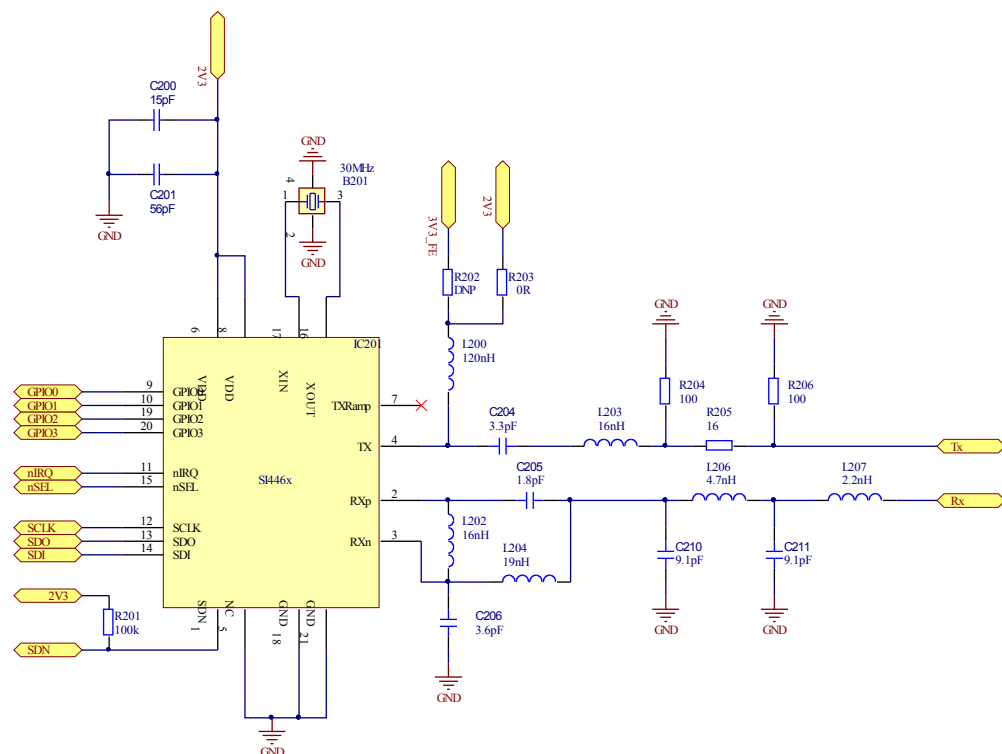


Abbildung 59: Schaltplan des Transceivers in Altium Designer

6.4 Beschaltung des Front End CC1190 ^[12]

Das Front End CC1190 wird im Gegensatz zu MCU und Transceiver mit der gefilterten Modulversorgungsspannung betrieben, um eine Maximalleistung von +27dBm zu ermöglichen. Des Weiteren übersteigt dessen Strombedarf auch die Leistungsfähigkeit des verwendeten Festspannungsreglers.

Das Front End wird durch den MSP430F5xxx zur Aktivierung des LNA im Empfangsbetrieb bzw. des PA im Sendebetrieb nach folgender Tabelle angesteuert:

PA_EN	LNA_EN	HGM	Mode Of Operation
0	0	don't care	Power Down
0	1	0	RX Low Gain Mode
0	1	1	RX High Gain Mode
1	0	0	TX Low Gain Mode
1	0	1	TX High Gain Mode

Abbildung 60: Ansteuerung des CC1190 ^[12]

Hierbei fällt auf, das der Zustand PA_EN = LNA_EN = "HIGH"-Pegel nicht definiert ist. Daher darf dieser Zustand auch durch eine fehlerhafte Programmierung nicht eintreten. Hierzu wird folgende Schaltung in den Steuerzweig eingefügt:

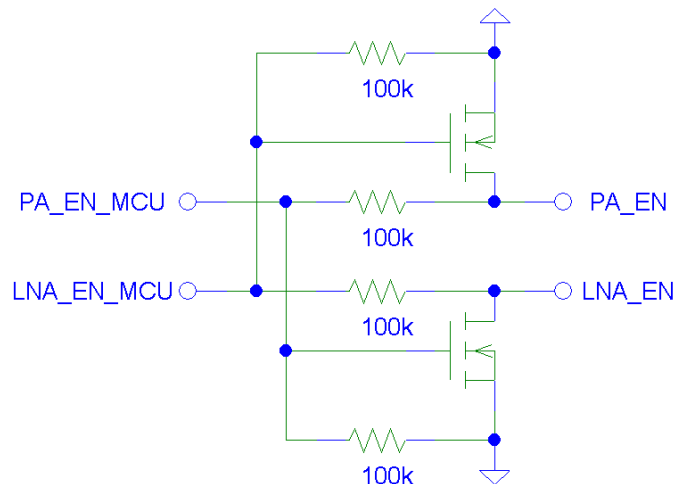


Abbildung 61: Schutzbeschaltung der Enable-Pins am CC1190

Die zusätzliche Schutzbeschaltung hat folgende Wahrheitstabelle:

Logischer Pegel am MSP		Logischer Pegel am CC1190	
PA_EN_MCU	LNA_EN_MCU	PA_EN	LNA_EN
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Tabelle 22: Wahrheitstabelle der Schutzbeschaltung am CC1190

Bei einer fehlerhaften Programmierung geht das Front End somit in den Power-Down-Modus. Für Evaluierungszwecke kann diese Schutzbeschaltung auch durch den Einsatz zweier 0Ω-Widerstände überbrückt werden.

Die durch die MCU zur Ansteuerung des Front End notwendigen logischen Pegel an den digitalen Eingängen sind in folgender Tabelle dargestellt:

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	MAX	UNIT
High input level (control pins)	HGM, LNA_EN, PA_EN	1.3	VDD	V
Low input level (control pins)	HGM, LNA_EN, PA_EN		0.3	V

Abbildung 62: Pegel der digitalen Eingänge des CC1190 ^[12]

Bei einem "HIGH"-Signal liefert der MSP430F5xxx bei einer Versorgungsspannung von 2.3V eine Minimalspannung von 1.68V, wie dem vorangegangem Kapitel entnommen werden kann. Jedoch ist die maximale Spannung bei einem "LOW"-Signal mit 0.61V zu hoch für die sichere Ansteuerung des CC1190. Dieses Problem wird mit der zusätzlichen Schutzbeschaltung in fast allen Zuständen, ausser bei der direkten Ansteuerung des Power-Down-Modus, durch die Transistoren an den Eingangspins gelöst, da diese den Pin direkt mit dem Bezugspotential verbinden. Sollte daher das Ziel der Power-Down-Modus sein, so ist mit der zusätzlichen Beschaltung der Zustand PA_EN = LNA_EN = "HIGH"-Pegel zu bevorzugen, um das Front End definiert abzuschalten.

Der Schaltplan des Front End wurde im Altium Designer wie folgt realisiert:

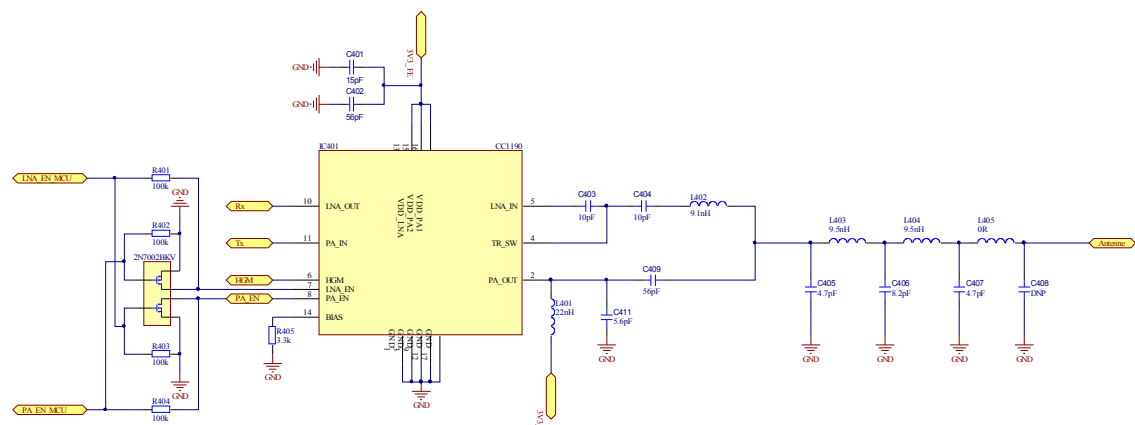


Abbildung 63: Schaltplan des Front End in Altium Designer

7. Layoutentwurf des Moduls

Wie bereits in den vorangegangenen Kapiteln erwähnt soll das Modul pinkompatibel mit den Vorgängermodulen der Firma "lesswire AG" sein. Somit ist das Modul hinsichtlich der Größe von 20x20mm² und dem Pinout vorgegeben:

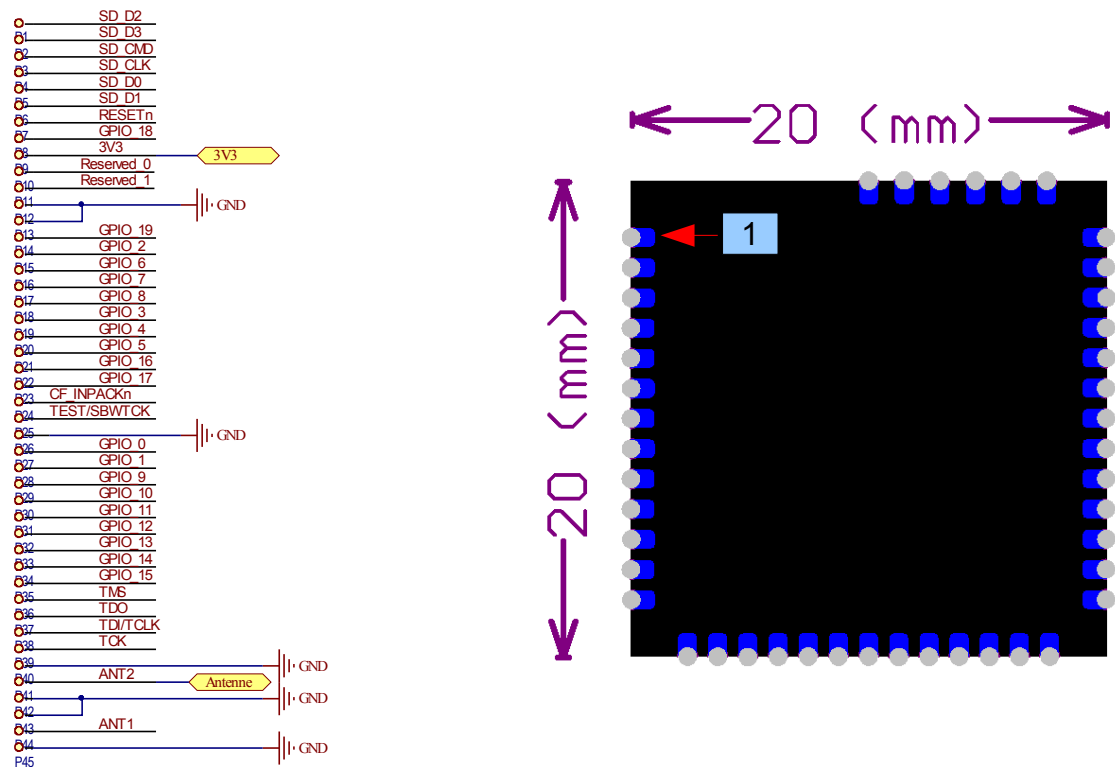


Abbildung 64: Pinbelegung und Leiterplattenvorgabe des LRM

Auf der obigen Abbildung der Leiterplattenvorgabe ist der 1.Pin des Moduls markiert und die steigende Pinnummerierung erfolgt gegen den Uhrzeigersinn.

Bevor nun auf das konkrete Layout des LRM eingegangen werden soll, wird in den nachfolgenden Kapiteln eine Auswahl von Design-Regeln EMV-gerechter und hochfrequenztechnischer Leiterplatten sowie der Lagenaufbau des Long Range Moduls vorgestellt.

7.1 Allgemeine Layout-Regeln für Leiterplatten ^[24,27,28,29,30]

Layouttechniken für die Versorgungsspannung

- Die Versorgungsspannung sollte zwischen zwei Masse-Lagen geroutet werden, um Übersprechen auf die Versorgung zu minimieren;
- Versorgungsspannungsentkopplung geschieht durch ein Tiefpassfilter aus einem Ferrit und einem Kapazitätsblock, um ein breites Spektrum an Frequenz abzudecken, wie in den vorangegangem Kapitel über die Versorgung bereits erwähnt wurde;
- die kleinste Kapazität sollte hierbei Selbstresonanz bei der Betriebsfrequenz der Schaltung haben;
- die größte Kapazität des Kondensatorblocks sollte den maximalen Strombedarf der Schaltung liefern können;
- die Kapazität mit dem kleinsten Wert sollte am nächsten am IC-Pin sein;
- viele VIA's sollten verwendet werden, um genug Strom und Wärme ableiten zu können;

Schirmung des Moduls

- eine Metallschirmung sollte verwendet werden:
 - bei Schaltungen, die sehr nah beieinander platziert werden
 - bei EMV-Problemen
 - bei Schaltungen, die so empfindlich sind, dass der normale Umgebungs-EMV-Level Leistungseinbußen bringt
- Nachteile:
 - teureres Modul
 - Reparaturen schwer möglich
- Leitbahnen, die aus der Schirmung herausgehen, sollten in den inneren Lagen geroutet werden

Auf dem LRM sollte demnach die Möglichkeit zur Befestigung einer Schirmung vorgesehen werden.

Leitbahnen

Breite Leitbahnen und deren Abstände erhöhen oft die Lagenanzahl, da weniger Platz zur Leitbahnverlegung zur Verfügung steht. Außerdem können zu breite Leitbahnverbindungen an einer Lötstelle als thermische Senke im Lötprozess agieren sowie das Lot entlang der Leitbahn fließen lassen und somit für eine unzureichende Benetzung der Lötfläche sorgen.

Die Breite der Leitbahnen bestimmt des Weiteren dessen Strombelastbarkeit und infolge dessen auch die Joulsche Erwärmung. In der IPC-Norm 2221 findet man ein Diagramm für die Abhängigkeit des maximal zulässigen Stromes vom Leiterquerschnitt und der Erwärmung der Leitbahn auf einer äußeren Lage. Diese kann auch dem Anhang entnommen werden. Mit Hilfe von Regressionsgeraden über diese Kurven lässt sich folgende zugeschnittene Größengleichung für die Abschätzung der Strombelastbarkeit einer Leitbahn erstellen:

$$I [A] = 0.25 * \log \left(\frac{\text{Weite} [\mu m] * \text{Höhe} [\mu m]}{645} \right) * \Delta T^{0.4} [A]$$

Hierbei entspricht das Produkt aus Weite und Höhe in μm der Querschnittsfläche der Leitbahn und ΔT der zulässigen Erwärmung der Leitbahn durch den Strom. Für eine minimale Leiterbahnbreite von $100\mu m$ und einer Kupferhöhe von $18\mu m$ ergibt sich nach obiger Formel, bei einer zulässigen Erwärmung der Leitbahn um $10K$, folgender Maximalstrom:

$$I = 0.25 * \log \left(\frac{100 [\mu m] * 18 [\mu m]}{645} \right) * 10K^{0.4} [A]$$

$$I = 280mA$$

Das heißt, dass eine Leitbahn mit einer Breite von $100\mu m$ im Bereich des MCU und des Transceivers als Mindestbreite vollkommen ausreichend dimensioniert ist. Selbst mit einer maximal zulässigen Erwärmung um $1K$ ist nach obiger Formel ein Strom von bis zu $110mA$ auf einer äußeren Lage an Luft möglich.

Zu beachten ist jedoch, dass die Wärmeableitung nicht direkt an Luft geschieht, sondern über den Lötstopplack. Dieser besitzt eine schlechtere Wärmeableitung und verringert weiter den maximal erlaubten Strom bei vorgegebener maximaler Stromwärme.

Für eine innere Lage verändert sich obige Formel, gemäß IPC-2221, zur Abschätzung der Strombelastbarkeit einer Leitbahn zu:

$$I[A] = 0.125 * \log\left(\frac{Weite[\mu m] * Höhe[\mu m]}{645}\right) * \Delta T^{0.4}[A]$$

VIA's

Für Lötprozesse müssen die VIA's von Lötflächen ferngehalten werden, um Lot-Migrationen zu verhindern, welche eine ungenügende Benetzung der Lötstellen zur Folge haben kann. Um diese Lot-Migrationen zu verhindern, können gefüllte VIA's verwendet werden. Gefüllt werden sie typischerweise mit einem trockenen Film aus Lotpaste oder bei sehr kleinen Vias mit flüssiger Lotpaste.

VIA's in den Lötflächen oberflächenbestückter Bauelemente sind nur dann erlaubt, wenn sie durch eine nachfolgende Lage geschlossen (Sacklöcher), gefüllt oder gesteckt und geschlossen (verkappt) sind, um die Migration von Lot während der Bestückung zu verhindern. Dies ist sehr oft der Fall, wenn es um so genannte Flucht-VIA's bei BGA-Schaltkreisen geht, wie sie auch auf dem LRM Anwendung finden werden, da der Ball-Abstand des verwendeten MSP430F5xxx gerade einmal 500µm beträgt und eine Herausführung der Anschlüsse dazwischen nicht möglich ist.

Des Weiteren können VIA's auch als Testpunkte für Nadelkarten agieren.

Lötstopplack

Der Lötstopplack ist ein dünner Film aus zwei Komponenten, einem Harz und einem Härter, der in flüssiger Form auf die Leiterplatte gebracht wird, um die Leiterkarten vor Korrosion der Kupferschichten zu schützen sowie die unerwünschte Benetzung mit Lot zu verhindern. Weiterhin kann diese Schicht vor mechanischen Beschädigungen schützen und die elektrische Durchschlagsfestigkeit erhöhen. Jedoch im Einsatz bei Hochfrequenzschaltung, vor allem in Bezug auf Impedanzleitungen, kann dies stören, so dass hier eine Freistellung durch die Lötstopmmaske erfolgen muss.

VIA's sollten in der Regel nicht mit Lötstopplack bedeckt werden, da dieser in die VIA-Bohrlöcher fließen und Luftlöcher einschießen kann. Im späteren Lötprozess, wenn die Leiterplatte erhitzt wird, dehnt sich die eingeschlossene Luft aus und es kann zu kleinen "Explosionen" am VIA kommen. Im BGA-Bereich mit sehr kleinem Ball-Abstand sollten daher die VIA's gefüllt und dann mit Lötstopplack bedeckt werden, um unerwünschte Benetzungen zu verhindern, oder bei einer Bedeckung des VIA-Pads ohne gefülltes VIA, das Bohrloch durch die Lötstopmmaske freigestellt werden.

7.2 Hochfrequenzschaltungen ^[13,24,28]

HF-Schaltungstechnik und Kupferlagen einer Leiterplatte

Die Dielektrikumdicke des FR4 einer Leiterkarte und die Breite der Leitbahnen, beide Parameter spielen eine wesentliche Rolle bei der Impedanz von Transmission Lines (Mikrostreifenleitung). Die Kontrolle beider während des Herstellungsprozesses der Leiterplatte ist wichtig für analoge Hochfrequenzschaltungen, denn:

- Eine 20%-ige Änderung der Dielektrikumdicke (zwischen Leitbahn und Ground- bzw. Power-Plane beispielsweise) kann bereits eine Änderung der Impedanz von ca. 10% bewirken. So wie die Dicke des Dielektrikums steigt, steigt dann auch der Wert der Impedanz. Dies ist vor allem in sehr dünnen dielektrischen Lagen kritisch.
- Eine 20%-ige Änderung der Leitbahnbreite kann ebenfalls eine Änderung der Impedanz von ca. 10% zur Folge haben. Hierbei sinkt die Impedanz mit steigender Leitbahnbreite.

PCB-Kupferschichten gibt es in zwei Arten: Kupferfolien und abgeschiedenes Kupfer. Beide haben Vor- und Nachteile.

Kupferfolien werden durch kalte Verformung mit Stahlwalzen hergestellt. Sie werden hierbei so dünn gewalzt, dass sie als Leitbahnen auf den Leiterplatten verwendet werden können. Diese Kupferfolien werden durch das Walzen einem mechanischen Stress zugeführt, um die Flächen so beidseitig sehr eben auszubilden. Diese Ebenheit und der mechanische Stress machen diese Folien jedoch für Delaminierung anfälliger als abgeschiedenes Kupfer vom Basismaterial, wie FR4. Der Vorteil dieser Kupferfolien mit ihren flachen Ebenen ist eine bessere Kontrolle beim Ätzen, und somit der Kontrolle der Leitbahnbreiten.

Das abgeschiedene Kupfer wird durch eine Lösung aus Kupfer-Sulfat in einem Bad hergestellt. Die Dicke des Kupfers, das hierbei entsteht, ist eine Funktion der Potentialdifferenz zwischen der Leiterplatte und dem Bad, welches den

Migrationsvorgang beeinflusst. Der Vorteil dieser Methodes des Kupferaufbaus ist, dass kein innerer mechanischer Stress im Kupfer entsteht, aber eine raue und unebene Oberfläche. Dies sorgt für eine geringere Anfälligkeit für Delaminierung. Der Nachteil liegt hier in der schwierigeren Kontrolle der Ätzworgänge im Vergleich zu Kupferfolien.

Für digitale Schaltungen ist diese entstehende Impedanzabweichung kaum spürbar, jedoch in analogen Schaltungen ist die Impedanzänderung merklich und bedarf einer präzisen Kontrolle (HF-Schaltungen).

Das heißt, dass für den HF-Teil des zu entwickelnden Moduls eine Kupferfolie verwendet werden sollte, um die Impedanz der Leitungen zu kontrollieren.

Die Dicke der Kupferschicht spielt bei der Impedanz einer Mikrostreifenleitung im Sub-GHz-Bereich eine eher untergeordnete Rolle. Eine Änderung von 20% verursacht lediglich eine Impedanzänderung von ca. 3% und kann somit vernachlässigt werden. Sie bestimmt jedoch im Layout die Mindestleitbahnbreite.

Nachfolgend wird eine Auswahl an Layouttechniken für Hochfrequenzschaltungen aufgelistet.

Layouttechniken für HF-Schaltungen

- Analog, Digital und HF müssen getrennt werden
- als erstes HF-Komponenten in der Nähe von Verbindungsstellen platzieren, um die HF-Verbindungen so kurz wie möglich zu halten
- müsste man zwischen einer längeren Verbindung am Ein- oder Ausgang eines Verstärkers wählen, so sollte die längere Verbindung am Ausgang gewählt werden, um die Verstärkung von Störungen zu verringern
- Quellen- und Senkenimpedanz müssen angepasst sein
- Verbindungsleitungen die kürzer als $\lambda/20$ -tel sind müssen in der Regel keine Impedanzleitung sein
- Pull-Up-Induktivitäten oder -Widerstände sollten so nah an den Pins liegen wie möglich
- Induktivitäten besitzen ein magnetisches Feld und sollten daher nicht parallel zu einander liegen, um eine gegenseitige Beeinflussung zu verhindern
- HF-Verbindungen sollten auf der Bestückungslage sein, um VIA's zu vermeiden und die nachfolgende Lage sollte eine Masse-Lage sein
- Eine Minimierung von VIA's im HF-Teil, hilft bei der Minimierung von Streufeldern (elektrische und magnetische)
- Steuersignalleitungen können lang sein, müssen aber von den HF-Eingängen weg geroutet werden
- Unbenutzte Flächen auf allen Lagen sollten mit Masse gefüllt werden
- Masse-Via's sollten im Abstand von $\lambda/20$ zu einander oder näher sein, dies verhindert unerwünschtes Signalrauschen (bei 869MHz ca. alle 1.7cm)
- VIA's in HF-Schaltungen müssen direkt verbunden sein → keine thermischen VIA's, da dessen Kupferausparungen Induktiv wirken → Schwingneigung
- Kupferflächen, die zu klein für eine VIA-Verbindung sind müssen entfernt werden, da sie als Antenne wirken können
- Signale sollten komplett mit Masse umgeben sein, um sie zu schirmen
- lange Mikrostreifenleitungen können als Antennen wirken und EMV-Probleme hervorrufen, eine $\lambda/4$ -lange Leitung ist eine ideale Leiterbahnantenne

7.3 Lagenaufbau der Leiterplatte ^[8,27,31,40]

Der Lagenaufbau des LRM wird durch eine Vielzahl von Faktoren bestimmt, unter anderem durch den Einsatz des BGA mit einem Pitch von $500\mu\text{m}$. Da hier keine Leitungen zwischen den Balls herausgeführt werden können, müssen Mikro-VIA's verwendet werden, um alle notwendigen Anschlüsse des Schaltkreises heraus zu führen. Die Abmessungen der VIA's sind durch den maximalen Freiraum zwischen den Balls bestimmt, und diese bestimmen wiederum die Höhe des zu verwendenden Prepregs. Das Verhältnis von Bohrlochdurchmesser zu Bohrungstiefe, das sogenannte "Aspect-Ratio" beträgt üblicherweise $1.25 : 1$.

Bei einer durch die IPC-Norm für den BGA vorgegebene Mindest-Pad-Größe des BGA-Lötpad von $200\mu\text{m}$ und einem Abstand von $500\mu\text{m}$ bleibt folgender Platz, nach Abzug eines Mindestabstandes zwischen Mikro-VIA's und Ball-Pads des BGA von $100\mu\text{m}$, für ein VIA zwischen den Balls:

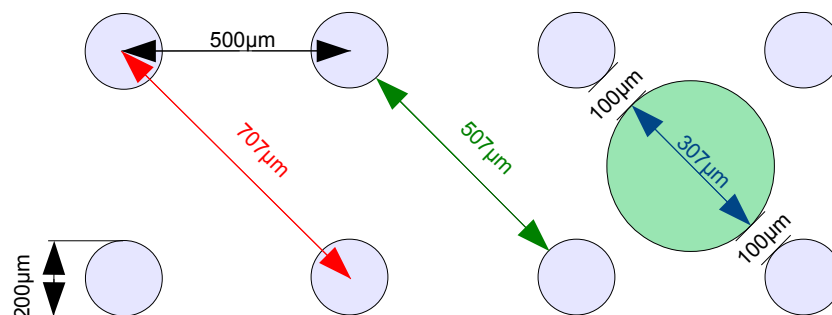


Abbildung 65: Abstände am BGA für Mikro-VIA's

Im Raster des BGA ist somit ein maximaler VIA-Durchmesser von ca. $300\mu\text{m}$ möglich und bei einem Bohrlochdurchmesser von $125\mu\text{m}$ bleibt demzufolge eine Ringbreite des Pad von $87.5\mu\text{m}$.

Mit einem Bohrlochdurchmesser von $125\mu\text{m}$ ergibt sich nach dem Aspect-Ratio eine maximale Höhe des Prepreg zwischen der 1. und 2. Lage, von maximal $100\mu\text{m}$. Dies entspricht dem Standard-Prepreg 2116 nach dem Pressen der Leiterplatte, da von der 2116-Prepreg-Standardhöhe mit ca. $120\mu\text{m}$ noch die Kupferdicke der nachfolgenden Lage mit $18\mu\text{m}$ in Abzug gebracht werden muss.

Ein weiterer Faktor, der den Aufbau der Leiterplatte beeinflusst, ist der Hochfrequenzteil des Moduls. Für den Einsatz von Impedanzleitungen auf der 1. Lage des LRM wird ein Mindestabstand zu einer darunterliegenden Kupferschicht benötigt, um die notwendige 50Ω -Impedanz zu erhalten. Des Weiteren ist eine ausreichende Strombelastbarkeit zu berücksichtigen, da dieses Modul mit maximal $+27\text{dBm}$ Ausgangsleistung senden soll. Infolgedessen wird an einer 50Ω -Lastimpedanz ein Strom von bis zu 100mA erwartet. Aus diesem Grund wurde sich dafür entschieden, ein weiteres 2116-Prepreg zwischen Lage 2 und Lage 3 zu verwenden. Die rechnerische Begründung ist im nachfolgenden Kapitel aufgeführt. Dies ermöglicht des Weiteren ein horizontales und vertikales Verlegen der Leitbahnen vom MCU weg und kann zur Vermeidung von gegenseitigem Übersprechen führen. Auch das Verlegen von Leitbahnen unter den HF-Komponenten kann zu Störungen führen und muss deshalb unbedingt vermieden werden. Nur großflächige Masse ist unter dem Transceiver und dem Front End zur Schirmung und thermischen Ableitung erlaubt.

Da eine Leiterplatte stets aus Stabilitätsgründen symmetrisch aufgebaut werden sollte, entsteht demnach eine 6-lagige Leiterplatte, bei welcher die 6., die 5. und die 4. Lage jeweils durch ein 2116-Prepreg getrennt werden. Zwischen Lage 3 und 4 hingegen wird ein stärkeres Kernmaterial aus FR4 eingesetzt, dass zusätzliche Stabilität liefert. Die Dicke wird mit $300\mu\text{m}$ gewählt, da zum einen im weiteren Verlauf eine Mikrostreifenleitung auf einer der inneren Lage benötigt wird und hier keine Mikro-VIA-Technologie zum Einsatz kommen soll.

Der LRM hat demnach folgenden Schichtaufbau:

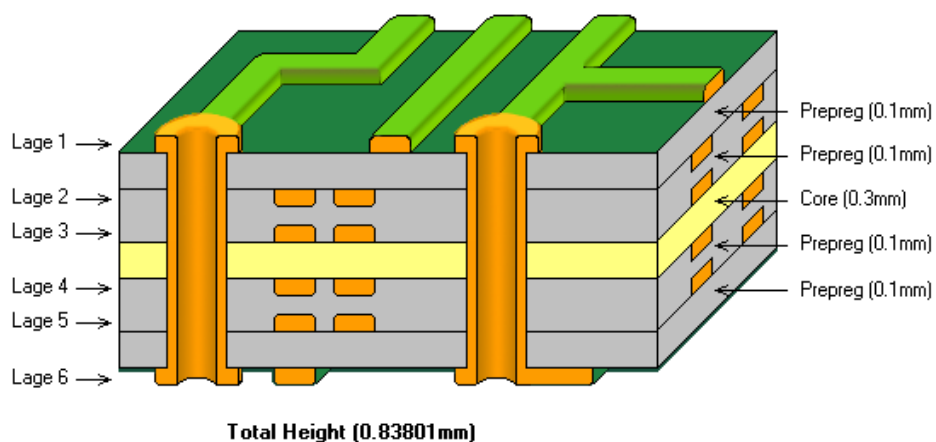


Abbildung 66: Lagenaufbau des LRM

7.4 Mikrostreifenleitungen ^[18,32,33,41]

Durch den, im vorangegangenen Kapitel gewählten, Lagenaufbau der Leiterkarte ist es möglich eine 50Ω-Impedanzleitungen im HF-Teil der Schaltung für geringste Reflektionen zu realisieren.

Folgende Abbildung zeigt den charakteristischen Aufbau einer Mikrostreifenleitung mit dessen Feldverteilung:

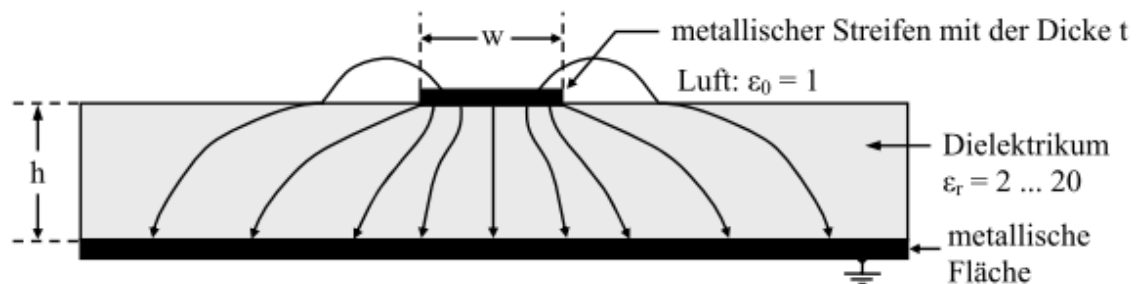


Abbildung 67: Querschnitt einer Mikrostreifenleitung mit Feldlinien^[33]

Die Begründung für den gewählten Lagenaufbau kann durch die Näherungsberechnung nach E. O. Hammerstad für breite Leitungen geliefert werden. Seine Formel zur Berechnung des Wellenwiderstandes hat dabei folgendes Aussehen:

$$Z_0 = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(1.444 + \frac{w}{h} \right)}$$

Hierbei entspricht w der Breite der Leitbahn und h der Höhe des Dielektrikum. Diese Formel kann nun nach der Dielektrikumshöhe wie folgt umgeformt werden:

$$1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(1.444 + \frac{w}{h} \right) = \frac{120 \pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$\frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(1.444 + \frac{w}{h} \right) = \frac{120 \pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 1.393$$

$$\frac{3}{2} \frac{w}{h} + \ln\left(1.444 + \frac{w}{h}\right) = \frac{3}{2} \left(\frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 1.393 \right)$$

$$e^{\frac{3}{2} \frac{w}{h} + \frac{w}{h}} = e^{\frac{3}{2} \left(\frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 1.393 \right) - 1.444}$$

Da auf der linken Seite der Gleichung das Verhältnis der Exponentialfunktion wesentlich mehr ins Gewicht der Gleichung fällt, entfällt im nächsten Schritt das einfache w/h-Verhältnis:

$$e^{\frac{3}{2} \frac{w}{h}} = e^{\frac{3}{2} \left(\frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 1.393 \right) - 1.444}$$

$$\frac{3}{2} \frac{w}{h} = \frac{3}{2} \left(\frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 1.393 \right) - \ln(1.444)$$

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 1.393 \right) - \frac{2}{3} \ln(1.444)$$

$$\frac{w}{h} \approx \left(\frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - \frac{3}{2} \right)$$

Für sehr breite Leitbahnen kann des Weiteren als Vereinfachung angenommen werden, dass die effektive Dielektrizitätskonstante der realiven Dielektrizitätskonstante entspricht. Zur Abschätzung der Mindesthöhe des Dielektrikums der Mikrostreifenleitung dient nun folgende Formel:

$$h \approx \frac{w}{\left(\frac{120\pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{3}{2} \right)}$$

Wird beispielsweise eine Leitbahnbreite von 400µm bei einer relativen Dielektrizitätskonstanten des FR4 von 4.3 und der Zielimpedanz von 50Ω gewählt, so ergibt dies eine Mindeshöhe von:

$$h = \frac{w}{\left(\frac{120 \pi}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{3}{2} \right)} = \frac{400 \mu\text{m}}{\left(\frac{120 \pi}{50 \Omega \sqrt{4.3}} - \frac{3}{2} \right)} = 187.3 \mu\text{m}$$

Somit stellt sich die Höhe des Dielektria mit ca. 200µm zwischen einer Masse-Fläche und der Mikrostreifenleitung ein.

Mit einer Aussparung der Masse-Fläche auf der 2. Lage wird die Höhe des Dielektria erreicht, wie folgende Abbildung verdeutlicht:

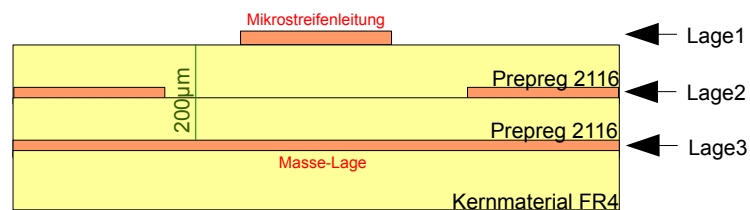


Abbildung 68: Lagenaufbau der Mikrostreifenleitung

Um Fertigungstoleranzen auszugleichen, sollte die Mikrostreifenleitung jedoch etwas geringer gewählt werden, um sicher die Mindesthöhe einzuhalten.

Für die endgültige Bestimmung der Leitbahnbreite kann wieder die Formel nach Hammerstad, oder beispielsweise das Tool "TX-LINE® Transmission Line Calculator" verwendet werden. Es ist eine Freeware und soll im folgenden zur Ermittlung der notwendigen Leitbahnbreite Verwendung finden.

Mit einer Vorgabe der Höhe des Dielektrika von $200\mu\text{m}$, der Schichtdicke der Kupferfolie auf der 1. Lage von $18\mu\text{m}$, einer relativen Dielektrizitätskonstanten von 4.3 und der Zielimpedanz von 50Ω , berechnet TX-Line die erforderliche Leitbahnbreite auf $370\mu\text{m}$, wie folgende Abbildung verdeutlicht:

The screenshot shows the 'Transmission Line Calculator' window with the 'Microstrip' tab selected. The input parameters are as follows:

Parameter	Value	Unit
Width (W)	370.0498	μm
Height (H)	200	μm
Thickness (T)	18	μm

The 'Line Parameters' section contains:

Parameter	Value	Unit
Frequency	869	MHz
Physical Length	1	mm
Dielectric Constant	4.3	
Conductivity	$3.7\text{E}7$	S/m
Loss Tangent	0.02	

The 'Electrical Characteristics' section shows the following results:

Parameter	Value	Unit
Electrical Length	1.869778	deg
Propagation Constant	1.869778	deg/mm
Loss	0.004532815	dB/mm

On the right side, there is a diagram of a microstrip line on a dielectric substrate with height H and thickness T. Below the diagram are buttons for 'Analyze', 'Synthesize', and 'Help'. The 'Impedance (Ohms)' field is set to 50, and the 'Effective Diel. Const.' is 3.210534.

Abbildung 69: TX-Line zur Berechnung der Mikrostreifen-Leitbahnbreite

Zu beachten ist hierbei, dass diese Betrachtungsweise den Lötstoplack nicht mit einbezieht. Dieser Lack hat ebenfalls dielektrische Eigenschaften und verändert so die Endimpedanz der Leitung. Aus diesem Grund wird auf dem LRM über den Impedanzleitungen kein Lötstoplack verwendet.

Des Weiteren muss der Abstand der Leitbahn zu umliegenden Masseflächen mindesten der Höhe des Dielektrikums, also mindestens $200\mu\text{m}$, entsprechen sodass die Mikrostreifen-Struktur nicht als Coplanar Waveguide mit Masse, kurz GCPW (Ground Coplanar Waveguide), wirkt. Im LRM wird daher ein Mindestabstand von $350\mu\text{m}$ zur umliegenden Massefläche gewählt.

Ein weiterer Grund für den gewählten Lagenaufbau ist die Verwendung einer zusätzlichen Streifenleitung in einer inneren Lage, da sich die Verbindung zwischen PA und LNA von Transceiver und Front End kreuzen.

Die Streifenleitung wird zwischen zwei Masse-Lagen geführt und hat folgenden charakteristischen Querschnitt:

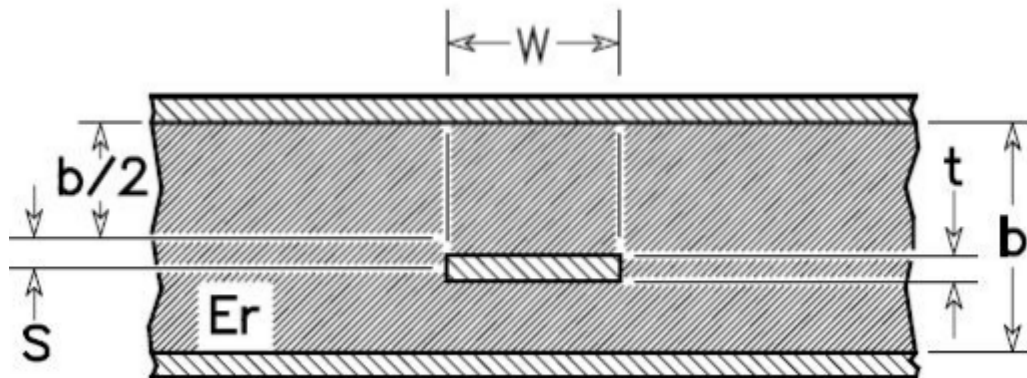


Abbildung 70: Querschnitt einer Off-Center Stripline ^[24]

Als Streifenleitung im inneren des LRM wird die Verbindung des PA-Ausganges am Transceiver in Richtung Front End gewählt, da hier eventuell auftretende Dämpfungen, unter anderem durch die VIA's, zu vernachlässigen sind, im Unterschied zur Verbindungsstrecke zwischen Front End und LNA des Transceiver, da diese die Empfindlichkeit des Moduls beeinflussen kann.

Als obere Schirmungsfläche kann die 3. Lage dienen, da sie ebenfalls als Bezugspotential für die darüberliegende Mikrostreifen-Struktur des LNA-Pfades agiert. Das heißt, dass die Streifenleitung auf der Lage 4 zum Einsatz kommt.

Zwischen Lage 3 und 4 befindet sich nun ein Dielektrika des Kernmaterials von 300µm. Um eine in etwa symmetrische Dimensionierung mit der unteren Massefläche zu erhalten, muss in der 5. Lage unter der Streifenleitung eine Aussparung des Kupfers erfolgen, so dass die 6. Lage, als unteres Bezugspotential, dienen kann. Diese Dielektrikumsdicke beträgt ca. 200µm. Es entsteht somit eine Off-Center-Streifenleitung, wie in obiger Abbildung dargestellt.

Zur Ermittlung der notwendigen Leitbahnbreite der Streifenleitung auf der 4. Lage kann wieder TX-Line verwendet werden. Mit einem durchschnittlichen Abstand zur oberen und unteren Massefläche von 250µm, einer Kupferdicke der Streifenleitung von 18µm, einer Zielimpedanz von 50Ω und der relativen Dielektrizitätskonstanten von 4.3 berechnet das Programm eine notwendige Leitbahnbreite von ca. 93.4µm, wie folgende Abbildung zeigt:

The screenshot shows the 'Transmission Line Calculator' window with the 'Stripline' tab selected. The interface is divided into several sections:

- Top Section:** Contains tabs for 'Microstrip', 'Stripline' (selected), 'CPW', 'Grounded CPW', and 'Slot Line'. Below these are input fields for 'Width (W)' (93.35395 µm), 'Height (H)' (250 µm), and 'Thickness (T)' (18 µm). A schematic diagram of a stripline is shown to the right, illustrating the width (W), height (H), thickness (T), and dielectric constant (ϵ_r).
- Line Parameters Section:** Includes input fields for 'Frequency' (869 MHz), 'Physical Length' (1 mm), 'Dielectric Constant' (4.3), 'Conductivity' (3.7E7 S/m), and 'Loss Tangent' (0.02). To the right are buttons for 'Analyze', 'Synthesize', and 'Help'.
- Electrical Characteristics Section:** Displays calculated values: 'Electrical Length' (2.163893 deg), 'Propagation Constant' (2.163893 deg/mrr), 'Loss' (0.005194932 dB/mm), 'Impedance (Ohms)' (50), and 'Effective Diel. Const.' (4.3).

Abbildung 71: TX-Line zur Berechnung der Streifenleitungsbreite

Die Werte der Leitbahnbreiten von Mikrostreifenleitungen und der Streifenleitung des LRM sollten zwar möglichst eingehalten werden, es ist jedoch wenig sinnvoll den Wellenwiderstand bis auf den Bruchteil genau zu dimensionieren, da zum einen die passiven Bauelemente und zum anderen die Fertigung der Leiterplatte Toleranzen haben.

7.5 Das Layout des Long Range Moduls ^[34]

Im nun folgenden Kapitel soll auf das Layout der einzelnen Lagen des LRM eingegangen werden. Die Gestaltung der Footprints und der Lötstopmmaske wurden unter Berücksichtigung der IPC-Norm 7351 durchgeführt, jedoch soll an dieser Stelle nicht weiter darauf eingegangen werden.

Lage 1: Oberflächenbestückung und Hochfrequenzschaltungen

Die 1. Lage des LRM dient in erster Linie der Bestückung von aktiven und passiven Bauelementen, sowie der Hochfrequenz-Leitungsführung.

Zur Orientierung auf dem Modul soll folgende Abbildung dienen (ein detaillierter Bestückungsplan ist dem Anhang beigelegt):

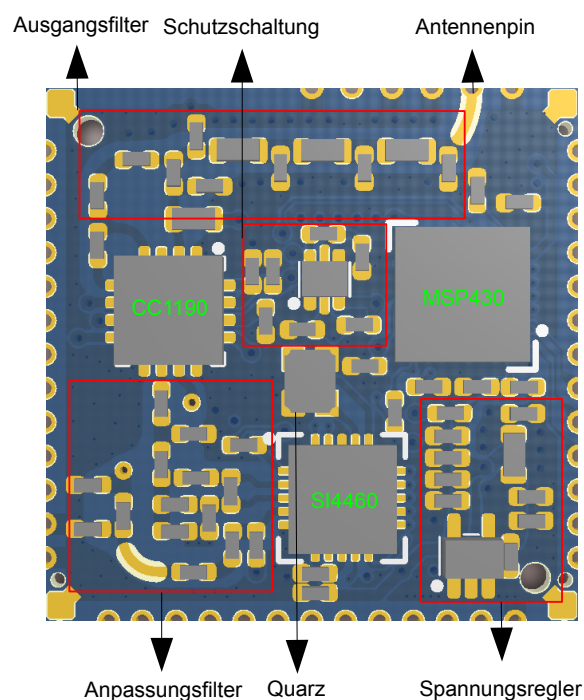


Abbildung 72: Orientierung auf dem LRM

Der obere markierte Bereich des LRM stellt das Ausgangsfilter zwischen Front End und Antenne dar. Erkennbar ist hierbei am Anschlusspin zur Antenne, die Öffnung im Lötstopplack über der Impedanzleitung, wie im vorangegangenen Kapitel bereits erläutert wurde.

Zum Schutz vor Korrosion werden die Lötflächen und die Impedanzleitungen in der Herstellung der Platine mit einer Nickel-Gold-Schicht überzogen. Der Vorteil dieser Beschichtung, vor allem bei der Prototypenherstellung, ist die mehrfache Löt- und hohe Temperaturbelastbarkeit, sowie eine gute Schichtdickenverteilung. Nachteil dieser Oberflächenveredelung ist der höhere Preis.

Mittig unter dem Anpassungsfilter befindet sich die Schutzbeschaltung des Front End und darunter der Quarz des Transceivers. Auf der unteren rechten Seite befindet sich die Spannungsregelung und Versorgung des Moduls. Hierbei wurde besonders darauf geachtet, diese so weit weg wie möglich vom Hochfrequenz-Abschnitt zu platzieren, um eine HF-Einkopplung zu unterbinden. Auf der linken unteren Seite befindet sich das Anpassungsnetzwerk zwischen Front End und Transceiver. Hierbei fallen unter anderem die beiden freigestellten Durchkontaktierungen auf. Diese sind mit der Streifenleitung auf der 4. Lage verbunden und ermöglichen durch die Öffnung im Lötstopplack eine Impedanzmessung. Für den Fall, dass das Modul auf äußere EMV-Störungen zu empfindlich reagiert, oder selbst Störungen aussendet, wurden in allen 4 Ecken zusätzliche Lötpads und dazugehörige Bohrungen für die Befestigung einer Schirmung integriert.

Nachfolgende Abbildung soll nun den Blick unter den Lötstopplack auf die 1. Lage bieten:

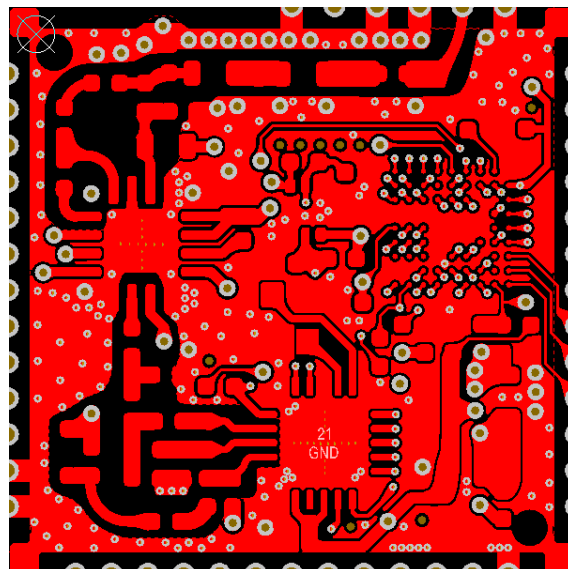


Abbildung 73: 1. Kupferlage des LRM

Im Hochfrequenzschaltungsteil auf der oberen linken Seite sind die Aussparungen des Kupfers für die Mikrostreifenleitung zu erkennen, sowie die Verwendung vieler Durchkontaktierungen und Mikro-VIA's. Sie dienen zum einen der Hochfrequenzschirmung und zum anderen der Wärme- und Stromabfuhr.

Auffällig bei den Mikrostreifenleitungen sind dessen Rundungen. Hintergrund ist, dass Winkel in einer HF-Leitung, genau wie VIA's, eine Impedanzänderung erzeugen und es so zu Reflektionen kommt. Dies soll folgende Abbildung verdeutlichen:

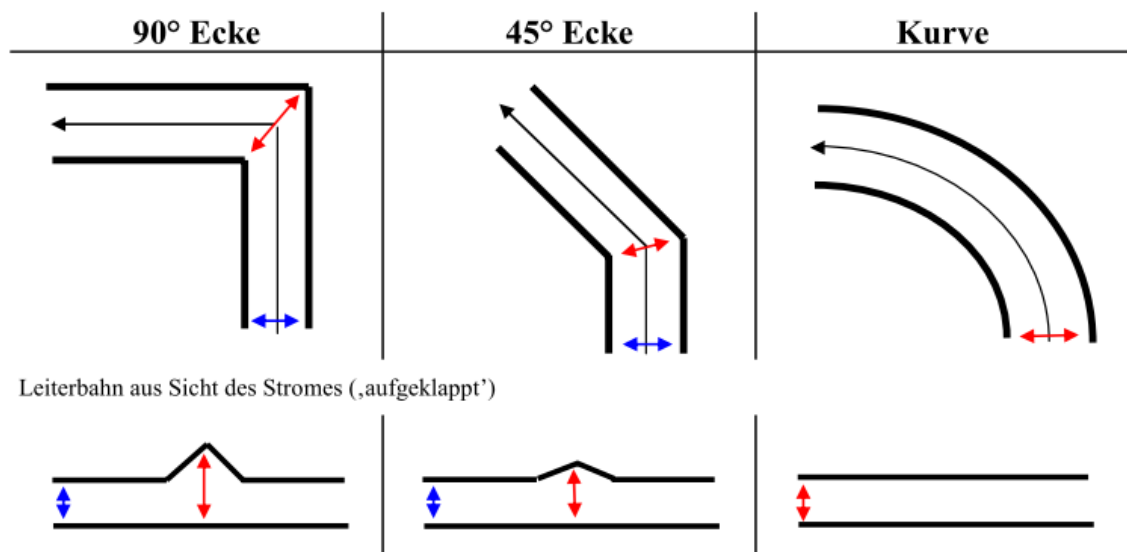


Abbildung 74: Ecken in Hochfrequenzleitungen^[34]

Weiterhin ist erkennbar, dass in obigem Layout bei den Durchkontaktierungen an großen Flächen keine thermischen VIA's verwendet wurden. Der Grund liegt in dessen parasitären Induktivität und somit der Neigung zur Schwingung.

Lage 2: Freistellungen unter den HF-Leitungen und Breakout-Routing des BGA

Die 2. Lage dient dem "Breakout-Routing" des BGA mit der Mikro-VIA-Technologie und der Wärmeabfuhr. Sie wurde wie folgt realisiert:

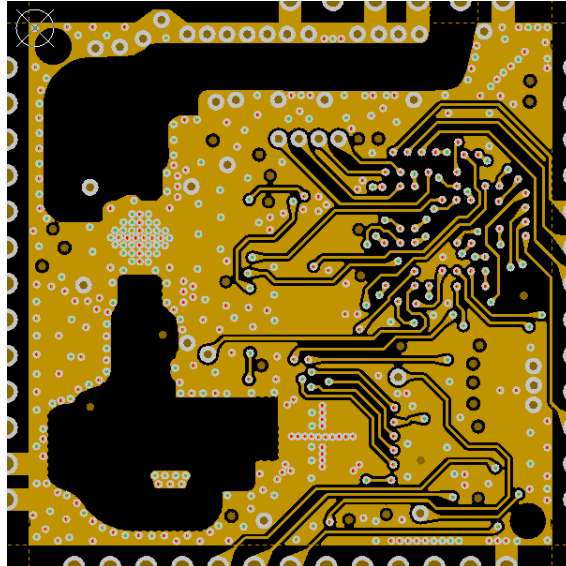


Abbildung 75: 2. Kupferlage des LRM

Auf dem oberen linken Abschnitt der 2. Lage sind deutlich die Kupferaussparungen zur Realisierung der Impedanzleitungen erkennbar, sowie eine Vielzahl an Mikro-VIA's mit Massekontaktierung zur Wärmeableitung.

Auch die Trennung von Hochfrequenz und Digitalteil ist gut erkennbar, sowie dass keine Leitungen unter den HF-Bauelementen verlegt wurden, um das Einkoppeln von Störungen zu unterbinden.

In der 2. Lage wurde des Weiteren eine, soweit möglich, horizontale Leitungsführung angestrebt, um mit der nachfolgenden Lage und dessen vertikaler Ausrichtung das gegenseitige Übersprechen zu vermeiden.

Lage 3: Bezugspotential der HF-Leitungen und vertikales Routing

Die 3. Lage des LRM stellt zum einen das Bezugspotential für die Mikrostreifenleitungen und die Streifenleitung der inneren Lage dar und zum anderen dient sie der vertikalen Leitungsführung im digitalen Abschnitt der Leiterplatte, wie folgende Abbildung zeigt:

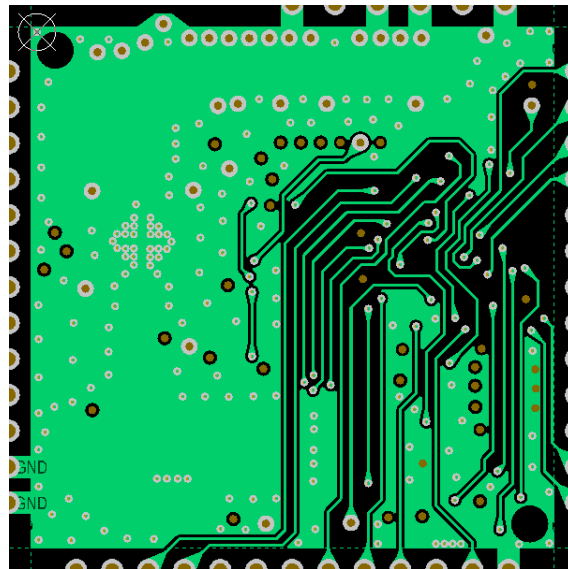


Abbildung 76: 3. Kupferlage des LRM

Lage 4: Power-Plain und innere Streifenleitung

Lage 4 bildet die so genannte Power-Plain. Hier werden hauptsächlich die Spannungen zur Versorgung der Schaltkreise geroutet. Dabei wurden die Leitbahnen großzügig ausgelegt, um eine Erwärmung durch den fließenden Strom so gering wie möglich zu halten. Des Weiteren ist in dieser Lage die innere Streifenleitung, wie bereits in den vorangegangenen Kapiteln erwähnt, verlegt worden.

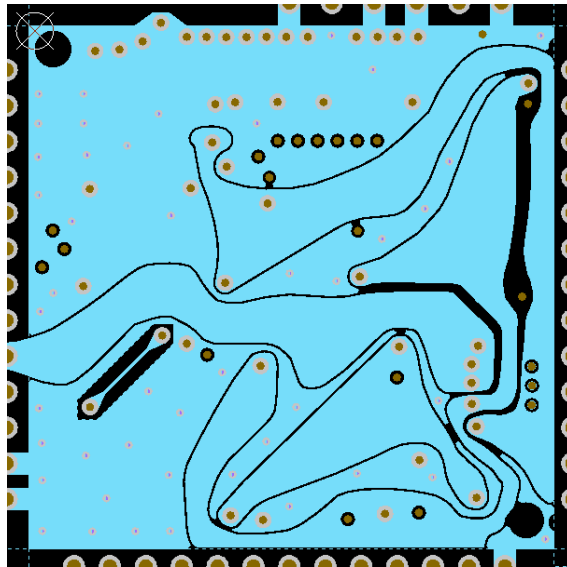


Abbildung 77: 4. Kupferlage des LRM

Lage 5: Routing unter den Hochfrequenz-Bauelementen

Da sich nun eine Masselage und eine ebenso schirmende Power-Plain-Lage zwischen den Hochfrequenz-Bauelementen und der 5. Lage befindet, können nun auch die Anschlüsse der linken Seite des Moduls kontaktiert werden. Ebenso befindet sich hier wiederum eine Kupferausparungen für die innere Streifenleitung:

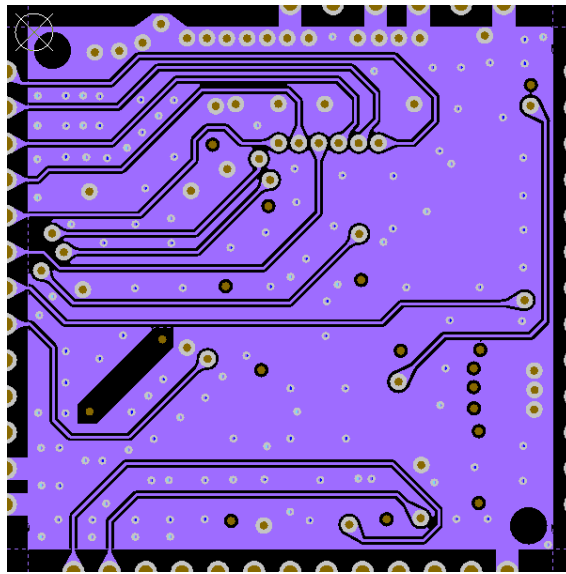


Abbildung 78: 5. Kupferlage des LRM

Lage 6: Schirmende Masse-Rückseite des Moduls

Die 6. Lage des Long Range Moduls stellt eine komplette Lage des Bezugspotentials dar und enthält keinerlei Leitbahnen mit Signaleigenschaften. Sie dient vor allem der Schirmung des Moduls vor Signalstörungen durch Leitbahnen unter dem Modul und der großflächigen Wärme- und Stromabfuhr:

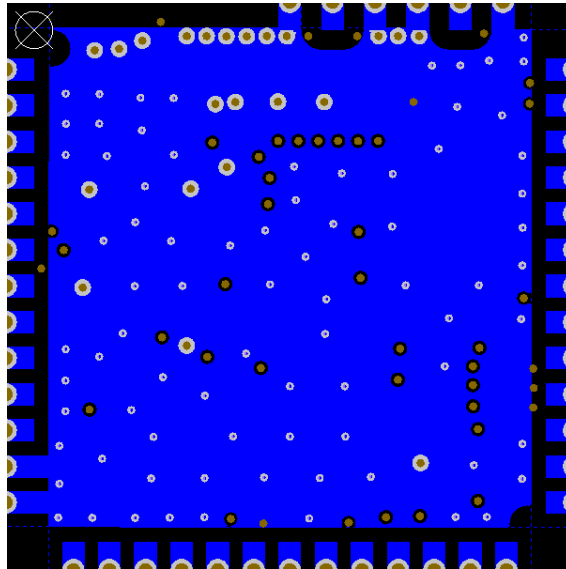


Abbildung 79: 6. Kupferlage des LRM

7.6 Leiterplatten-Nutzen für 20 Module

Da die Leiterplattenhersteller mehrere Einzelmodule mit einer Größe von 20x20 mm² nicht separat fertigen, sondern auf einer großen Platine eine Vielzahl solcher Einzelmodule gleichzeitig produzieren, soll nun ein so genannter Nutzen erstellt werden. Dieser soll 20 Long Range Module enthalten. Es besteht zwar die Möglichkeit, dass der Hersteller den Nutzen erstellt, jedoch bietet die Selbsterstellung Vorteile. Diese sind beispielsweise ein Preisersparnis bei der Herstellung sowie die Möglichkeit zusätzliche gewünschte Funktionen zu integrieren.

Der Nutzen für 20 LRM wurde in Altium auf einer 130x160mm² Platine wie folgt erstellt:

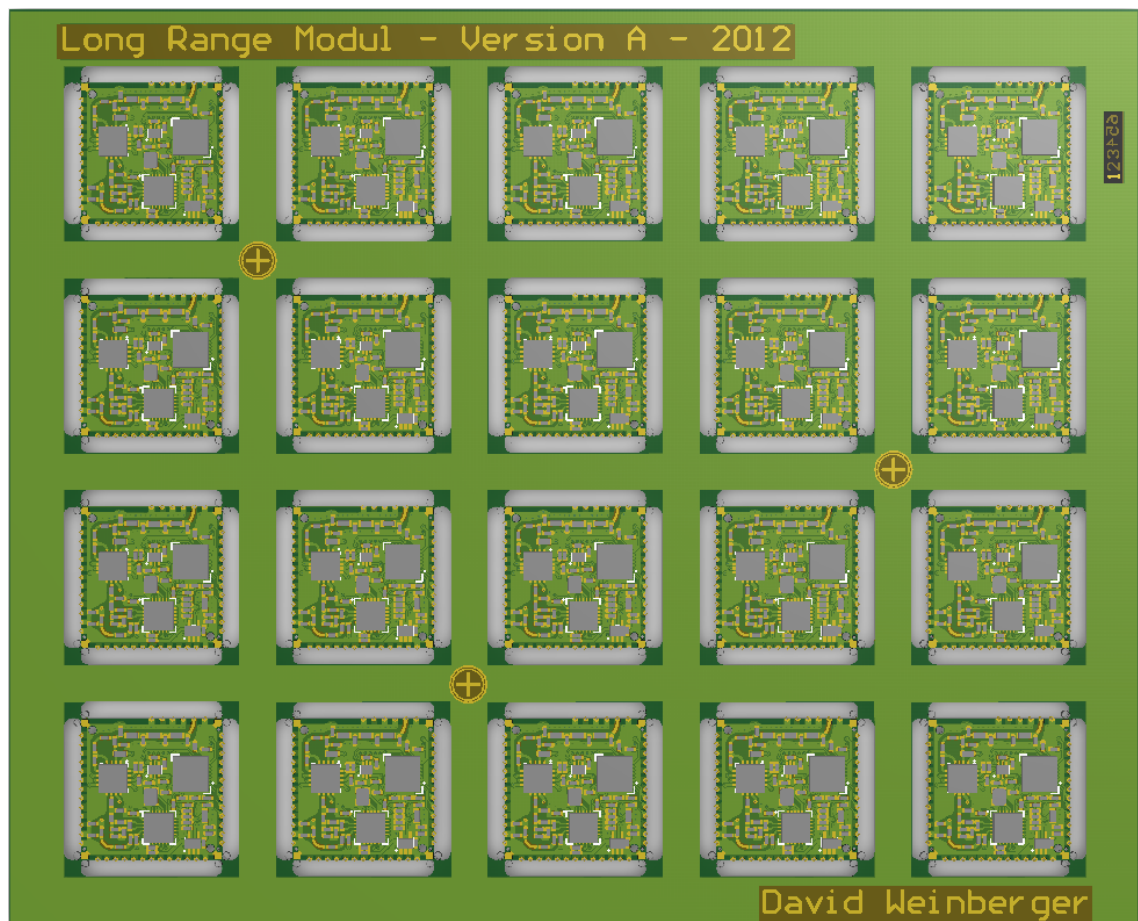


Abbildung 80: Leiterplatten-Nutzen für 20 Module

Folgende zusätzliche Funktionen wurden darauf eingebettet:

- In der oberen rechten Ecke wurde ein Fenster mit Nummern von eins bis sechs integriert. Auf jeder Lage der Leiterplatte befindet sich die jeweilige Lagennummer, um so den korrekten Lagenaufbau kontrollieren zu können. Dabei wurden die letzten drei Lagen in Spiegelschrift aufgebracht, um von der Platinenrückseite die unteren Lagen lesen zu können.
- Verteilt auf dem Nutzen befinden sich drei Positionierungsmarken für die optische Erkennung der Leiterplatte bei einer automatischen Bestückung.
- An der oberen Kante ist des Weiteren zur Identifizierung der Module dessen Bezeichnung, sowie CAD-Stand und Jahr angegeben.

Weitere mögliche Funktionen könnten beispielsweise Mikrostreifenleitungen zur Impedanzkontrolle sein.

Aus diesen Daten wurden dann die Gerber- und Bohrdaten erstellt und dem Leiterplattenhersteller übergeben.

8. Inbetriebnahme und Funktionstests

8.1. Bestückung und Funktionstests ^[37]

Nach der Herstellung und Auslieferung der Leiterkarte, wurde zunächst der Lagenaufbau anhand des Prüffeldes auf dem Nutzen kontrolliert. Weiterhin wurde exemplarische auf einem LRM eine elektrische Prüfung auf Kurzschlüsse zwischen den Spannungsversorgungsleitbahnen und dem Bezugspotential durchgeführt. Beide Tests verliefen erfolgreich, so dass schrittweise ein Prototyp bestückt werden konnte.

Im ersten Bestückungsschritt wurde zunächst der Spannungsregler mit seinen passiven Bauelementen gemäß Kapitel 6.1 „Hochfrequenzentkopplung und Versorgung“ auf das LRM gelötet. Hierzu wurde auf den Lötflächen mit einem Dispenser die Lotpaste aufgetragen und der Spannungsregler mit einer Pinzette platziert.

Im anschließenden Lötprozess wurde das bestückte Modul mit einer Heizplatte auf ca. 220°C-Spitzentemperatur für 10-20 Sekunden erhitzt, um den Regler mittels Lotpaste auf das Modul zu löten. Das Lötprofil hierfür wurde ^[37] entnommen:

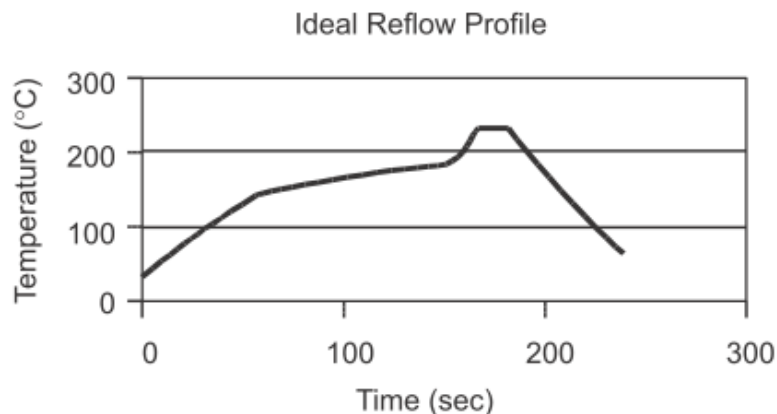


Abbildung 81: Lötprofil ^[37]

Im Anschluss daran wurde die Temperatur wieder herunter gefahren, um einen weiteren Funktionstest am LRM durchzuführen. Es wurde die Ausgangsspannung am Regler und an den Versorgungspins der übrigen Schaltkreise mit einem Digitalmultimeter geprüft. Nach diesen erfolgreichen Tests erfolgte anschließend die Bestückung des

MSP430F5528 und seine zum Betrieb notwendigen passiven Bauelemente. Hier wurde ebenfalls mit einem Dispenser Lötpaste auf die BGA-Pads unter einem Mikroskop aufgetragen und dann der Schaltkreis mit einer Pinzette platziert. Der folgende Lötprozess für den Mikrokontroller gleicht dem des Spannungsreglers.

Nachdem der Festspannungsregler und der Controller auf dem LRM gelötet waren, erfolgte die Prüfung der MSP430F5528 auf dem Kleinserienprüfplatz der Firma „lesswire AG“, da das Modul mit dem Vorgängerprodukt pinkompatibel ist. Hierfür wurde das Long Range Modul mit dessen UART-Anschluss über ein „USB zu UART“-Wandler an einen PC angeschlossen und eine Testsoftware auf dem Mikrokontroller implementiert. Die Software sollte die mit einem Terminal-Programm an den UART des LRM gesendeten Daten als Echo über den UART zurück senden. Diese Testsoftware kann dem Anhang entnommen werden. Dieser Funktionstest eignete sich gut, um die Kontaktierung von BGA und Leiterplatte zu testen, da hier schon mehrere Pins, wie der JTAG-Port, die Spannungsversorgung und der UART zum Hostsystem, geprüft werden konnten. Außerdem konnte mit einem weiteren einfachen Programm, welches das Ein- und Ausschalten von Portpins ermöglichte, die Verbindung zu den restlichen Schaltkreisen und der zusätzlichen Schutzbeschaltung zwischen Front End und Controller geprüft werden.

Im letzten Bestückungsschritt wurden nun nach und nach die restlichen Bauelemente des Long Range Moduls auf gleiche Weise gelötet. Das fertige Modul besaß folgendes Aussehen:

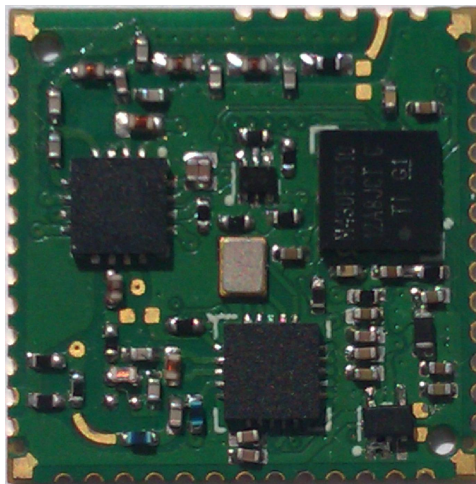


Abbildung 82: Das bestückte Modul

8.2. Messungen im Labor

Nach der Herstellung des Prototyps sollten im Anschluss daran, die in Kapitel 3 „Anforderungen an das Modul“ gestellten Betriebsparameter überprüft werden. Auf die Testsoftware hierfür wird jedoch nicht weiter eingegangen, da diese durch die Firma „lesswire AG“ erstellt wurde.

8.2.1. Messung der maximalen Ausgangsleistung ^[12]

Für die Messung der maximalen Ausgangsleistung erfolgte die Programmierung eines unmodulierten Trägers in der Testsoftware, der kontinuierlich durch den Transceiver über das Front End gesendet wird. Außerdem wurde die Modulversorgungsspannung durch den Kleinserienprüfplatz auf 3.6V hoch gesetzt, um die maximale Verstärkung durch das Front End bei Umgebungstemperatur zu erreichen.

Zur Messung der maximalen Ausgangsleistung des Long Range Moduls, zunächst ohne das Ausgangsfilter (hierzu wurden die Serieninduktivitäten L403, L404 und L405 durch 0 Ω -Widerstände ersetzt und die Kapazitäten C405 bis C408 nicht bestückt), konnte der Kleinserienprüfplatz, über eine zuvor mit 1 dB Dämpfung bei 870 MHz charakterisierte Koaxial-Leitung, mit einem Spektrum Analyzer vom Typ Agilent E4440A verbunden werden.

Außerdem wurde die Anpassungskapazität C411 am Ausgang des Front End von 5.6pF auf 3.6pF reduziert, da so ein Maximum der Leistung erreicht werden konnte. Ein Grund hierfür ist unter anderem die nicht vorhandene Information über die Ausgangsimpedanz des Front Ends. In der Simulation wurde daher eine Impedanz von 50 Ω angenommen.

Folgende Spitzenausgangsleistung konnte mit dem Long Range Modul und dem Kleinserienprüfplatz ohne das Ausgangsfilter erreicht werden:

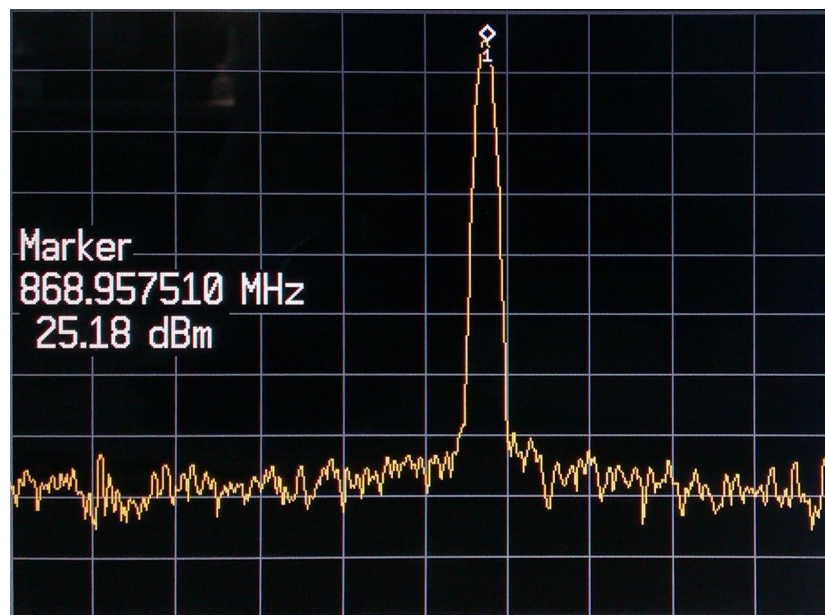


Abbildung 83: Ergebnis der maximalen Sendeleistung

Bei diesem Messergebnis sind jedoch die Verluste durch die Kontaktierung und die Koaxial-Leitung zwischen Kleinserienprüfplatz und Long Range Modul noch nicht eingerechnet, so dass sich eine maximale Ausgangsleistung von ca. 27.2dBm einstellt.

Im nächsten Schritt erfolgte die Bestückung des Ausgangsfilters und eine maximale Ausgangsleistung von etwa 24.2dBm, zuzüglich der Leitungs- und Kontakierungsverluste, also ca. 26.2dBm konnte gemessen werden.

Es wurde weiterhin festgestellt, dass der Serienschwingkreis aus C404 und L402 eine Dämpfung von ca. 0.5dB beim Senden bewirkt. Daher sollte hier in der Evaluierung des Long Range Moduls eine Lösung gesucht werden. Unter anderem kann durch eine Veränderung der Kapazitätswerte, die Resonanzfrequenz des Saugkreises im Sendebetrieb verändert werden. Die Gesamtkapazität, bei gleichbleibender Induktivität für das Bandpassfilter im Empfangsbetrieb, sollte hierbei jedoch unverändert bleiben.

Des Weiteren besitzt das Ausgangsfilter eine Dämpfung von ca. 1dB, die in etwa den Simulationsergebnissen mit 0.7dB (Tabelle 16) gleicht. Auch hier sollte in der Evaluierungsphase nach einer Optimierung gesucht werden.

Die maximal erreichte Ausgangsleistung von 26.2dBm nach dem Ausgangsfilter ist durchaus brauchbar, da zum Beispiel bei der Verwendung einer Antenne mit einem Gewinn von 2dBi eine Leistung von 28.2dBm erreicht werden würde und so die gesetzlich maximal zulässige Leistung übersteigt. Aus diesem Grund wurde anschließend die Einstellbarkeit und die Schrittweite der Ausgangsleistung im geforderten Bereich von 23dBm bis 27dBm mit der Testsoftware ermittelt.

Hierbei wurde die Sendeleistung des Transceivers über das Power-Level-Register geregelt, da die Verstärkung des Front Ends durch dessen Eingangspegel gesteuert wird. Folgendes Ergebnis wurde im Labor gemessen:

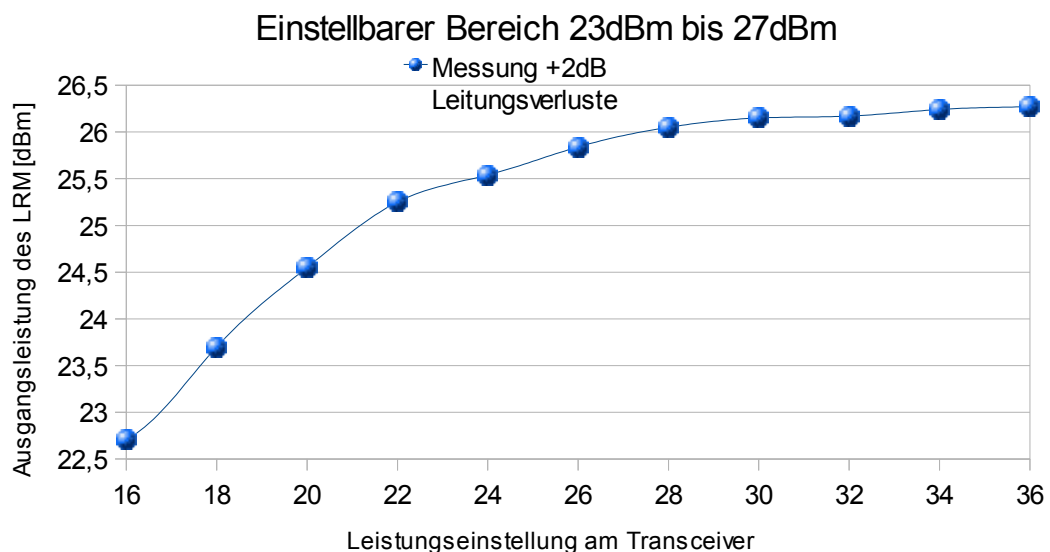


Abbildung 84: Einstellbare Schrittweite der Ausgangsleistung

Die horizontale Achse der Messergebnisse repräsentiert im obigem Diagramm den Power-Level-Registerwert des Transceivers, die vertikale Achse die Ausgangsleistung abzüglich der Leitungs- und Kontaktierungsverluste. Die erreichte einstellbare Schrittweite, im Bereich von 23dBm bis 27dBm, belief sich dabei zwischen 0.1 bis 0.5dB.

Somit sind die Anforderungen an das Modul bezogen auf Sendeleistung und einstellbare Ausgangsleistungsschrittweite erfüllt.

Alle Messungen wurden im High Gain Mode des Front End durchgeführt. Der Stromverbrauch des Long Range Moduls im Sendebetrieb, mit maximaler Ausgangsleistung, betrug dabei ca. 450mA.

8.2.2. Messung der Empfangsempfindlichkeit des Moduls

Für die Messung der Empfindlichkeit des Long Range Moduls wurde der Kleinserienprüfplatz mit einem Vektor Signal Generator SMJ100A der Firma „Rohde & Schwarz“ verbunden. Mit diesem war es möglich Datenpakete mit einstellbarer Sendeleistung über die Koaxial-Leitung an das LRM zu senden.

In Verbindung mit der Empfangsempfindlichkeit steht auch die Bitfehlerrate. Diese ist mit maximal 0.1% als Anforderung an das Modul vorgegeben (vgl. Tabelle 1). Mit dem Signalgenerator wurden jedoch Pakete verschickt, so dass aus dessen Paketfehlerrate (Paket-Error-Rate, PER), die Bitfehlerrate (Bit-Error-Rate, BER) errechnet werden musste. Die Wahrscheinlichkeit das ein Bit korrekt gesendet wird, ist:

$$1 - BER$$

Da jedoch Pakete mit n Bit gesendet werden berechnet sich die Wahrscheinlichkeit für die richtige Sendung eines kompletten Paketes wie folgt:

$$(1 - BER)^n$$

Die Paketfehlerrate kann nun wie folgt ermittelt werden:

$$PER = 1 - (1 - BER)^n$$

Vorgegeben wurde eine maximale Bitfehlerrate von $BER = 0.1\% = 10^{-3}$ sowie die Sendung von Paketen mit 10Byte = 80Bit durch den Signalgenerator. Somit errechnet sich die maximale Paketfehlerrate zu:

$$PER = 1 - (1 - 0.001)^{80} = 1 - (0.999)^{80} = (1 - 0.9231) = 0.0769$$

Die maximal zulässige Paketfehlerrate beträgt demnach 7.7% bei einer Bitfehlerrate von 0.1%. Für die Messung der Empfindlichkeit wurden jeweils 1000 Pakete mit unterschiedlichen Sendeleistungen und den beiden geforderten Datenraten von 37.5kbps

und 100kbps mit einer 2-GFSK-Modulation und dem High Gain Mode des Front End gemessen. Die Ergebnisse sind in nachfolgenden Tabellen zusammengefasst:

Empfangsparameter	
Trägerfrequenz	868.95 MHz
Datenrate	100kbps
Frequenzhub	50kHz
Empfindlichkeit im Primärfunk	
Sendeleistung	PER
-102 dBm	0 %
-103 dBm	0.1 %
-105 dBm	1.8 %
-106 dBm	3.3 %
-107 dBm	6.7 %
-108 dBm	19 %

Tabelle 23: Empfindlichkeit im Primärfunk

Empfangsparameter	
Trägerfrequenz	869.525 MHz
Datenrate	37.5kbps
Frequenzhub	25kHz
Empfindlichkeit im Sekundärfunk	
Sendeleistung	PER
-105 dBm	0 %
-107 dBm	0.4 %
-108 dBm	1.2 %
-109 dBm	8.9 %
-110 dBm	16.4 %

Tabelle 24: Empfindlichkeit im Sekundärfunk

Bei einer maximal zulässigen Bitfehlerrate von 0.1% bzw. einer maximalen Paketfehlerrate von 7.7% wurde mit dem Long Range Modul im Primärfunk eine Empfindlichkeit von -107dBm und -108dBm im Sekundärfunk erreicht. Somit sind die funktechnischen Anforderungen an das Modul (vgl. Tabelle 2) erfüllt. Der Stromverbrauch des Moduls im Empfangsbetrieb belief sich auf ca. 34mA.

8.3. Reichweitenermittlung des Moduls

Für die Messung der Reichweite des Long Range Moduls soll zunächst die erwartete Reichweite ermittelt werden.

8.3.1. Abschätzung der Reichweite ^[38]

Als Grundlage der Reichweitenabschätzung wird das Modell der Ausbreitung einer Funkwelle über einer ebenen Oberfläche nach [38] und die quadratische Vvedensky-Formel verwendet:

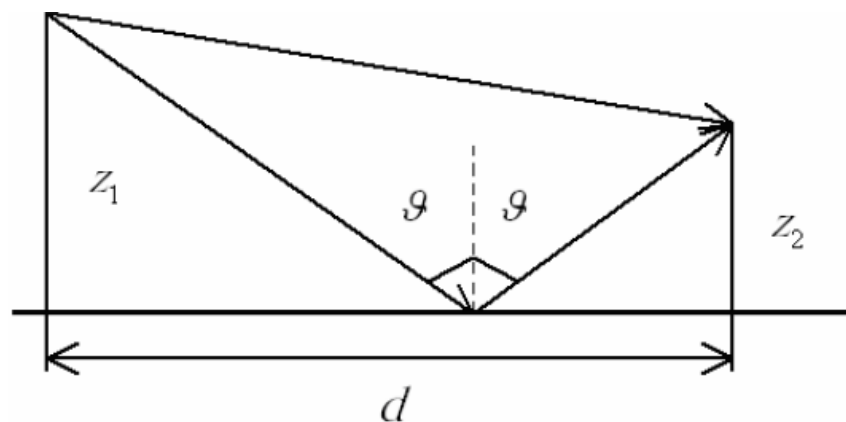


Abbildung 85: Ausbreitung einer Funkwelle über einer Oberfläche ^[38]

- z_1 Höhe des Senders über der ebenen Fläche
- z_2 Höhe des Empfängers über der ebenen Fläche
- d Distanz zwischen Sender und Empfänger

Durch [38] wird folgende Formel für die Empfangsleistung gegeben:

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \frac{z_1^2 z_2^2}{d^4}$$

- P_{RX} Empfangsleistung
- P_{TX} Sendeleistung
- G_{TX} Antennengewinn auf der Sendeseite
- G_{RX} Antennengewinn auf der Empfängerseite

Jetzt kann die obige Formel nach der Strecke zwischen Sender und Empfänger umgestellt werden:

$$d = \sqrt[4]{\frac{P_{TX} G_{TX} G_{RX} z_1^2 z_2^2}{P_{RX}}}$$

Ausgegangen wird von einer Sendeleistung von 27dBm durch das Long Range Modul und jeweils einem Antennengewinn von 2dBi. Außerdem soll sich der Sender und Empfänger in einer Höhe von ca. 3m befinden. Da aus gesetzlicher Sicht nur im Bereich von 869.4 bis 869.65MHz mit dieser Leistung gesendet werden darf wird hier nur der Sekundärfunk betrachtet. Das heißt, es soll mit einer Empfindlichkeit von -105dBm gerechnet werden (vgl. Tabelle 2).

Zu beachten ist weiterhin, dass in obiger Formel die Leistungen nicht in dBm sonder in Watt angegeben werden müssen. Somit berechnet sich die erreichbare Entfernung zu:

$$d = \sqrt[4]{\frac{P_{TX} G_{TX} G_{RX} z_1^2 z_2^2}{P_{RX}}}$$

$$d = \sqrt[4]{\frac{10^{\frac{27}{10}} * 10^{\frac{2}{10}} * 10^{\frac{2}{10}} * (3\text{m})^2 * (3\text{m})^2}{10^{\frac{-105}{10}}}} = 7.535\text{ km}$$

Nach dieser Formel kann mit einer Reichweite des Long Range Moduls von 7.5km gerechnet werden.

Um diese theoretisch berechnete Reichweite zu testen, wurde ein weiteres Long Range Modul bestückt und auf einem Kleinserienprüfplatz der Firma „lesswire AG“ installiert.

8.3.2. Messung der Reichweite ^[38]

Die Messung der Reichweite des LRM erfolgte am Scharmützelsee bei Berlin. Dieser ist an der weitesten Stelle bis zu 8 km breit und besitzt eine relativ ebene Oberfläche.

Für diesen Test wurde ein LRM mit Kleinserienprüfplatz als Sender programmiert, der im Sekundentakt ein Paket aussendete. Dieser wurde an einem Baum in etwa 3m Höhe über der Seeoberfläche am Ufer befestigt und mit Batterien betrieben. Das zweite Modul wurde als mobiler Empfänger programmiert und mit einem Laptop verbunden, so dass das LRM die empfangenen Pakete und den RSSI-Wert des Transceivers, in einem Terminal-Programm über die UART-Schnittstelle, darstellen konnte. Dies ermöglichte es entlang des Seeufers Messungen durchzuführen. Das Ergebnis des Reichweitentests zeigt folgende Darstellung:

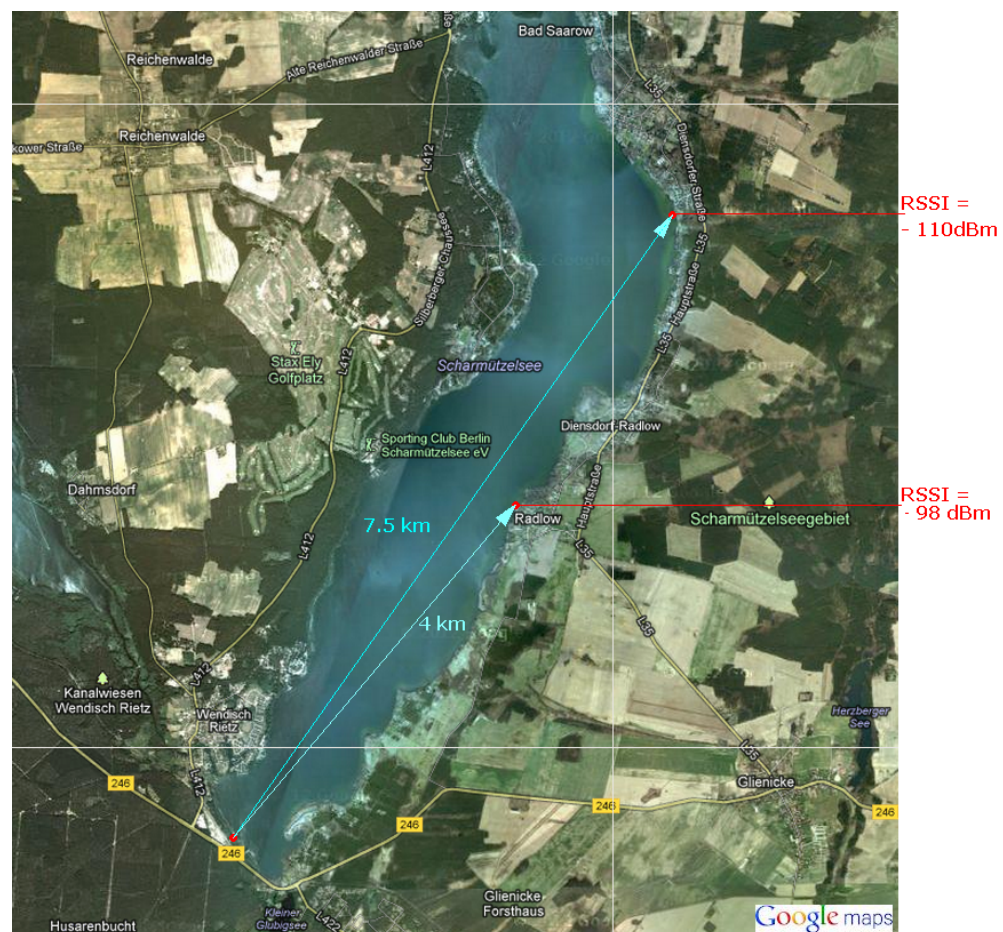


Abbildung 86: Reichweitenmessung am Scharmützelsee

Die Kombination zweier Long Range Module ermöglichte in diesem Reichweitentest die Überwindung einer Strecke von maximal 7.5km, jedoch mit einer schlechteren Empfangsleistung als erwartet. Da das neu gefertigte zweite Modul als Empfänger diente, wurde bei diesem im Labor nachträglich dessen Empfindlichkeit, wie im Kapitel 8.2, gemessen. Im Ergebnis hat dieses Modul einen ca. 10dB schlechteren Empfang. Die Ursache hierfür liegt in der Transceiver-Revision, da die restlichen Bauelemente unverändert blieben. Während das erste Modul mit einem Transceiver vom Typ 4460-B0B bestückt wurde, ist das zweite Modul mit einem Transceiver vom Typ 4460-B1B versehen worden. Das heißt, würde der Reichweitentest mit zwei Modulen des Transceivertypes B0 durchgeführt werden, so ist theoretisch mit einem zusätzlichen Weitengewinn von ca. 5km zu rechnen.

Um die Entfernung zwischen Sender und Empfänger weiter zu vergrößern, besteht die Möglichkeit, den Abstand der Antenne vom Boden zu erhöhen. Nach der Formel aus Kapitel 8.3.1 ergibt sich bei Verdoppelung der Höhe der Antenne auf Sender- und Empfangsseite, die Verdoppelung der Reichweite.

Außerdem kann in der Evaluierungsphase des Moduls geprüft werden, ob das BALUN zwischen Transceiver und Front End und das Ausgangsfilter optimiert oder eine geringere Datenrate verwendet werden kann.

9. Resümee

Ziel dieser Arbeit war es ein Funkmodul im 868MHz-ISM-Band zu entwickeln. Dabei stand die Eignung zur Überwindung einer größt möglichen Funkstrecke, vor allem wegen der durch gesetzliche Vorgaben begrenzten maximalen Ausgangsleistung, im Mittelpunkt. Außerdem sollte dieses Modul den M-Bus-Standard unterstützen, um seinen Einsatz im Smart-Metering zu finden. Durch die höhere Sendeleistung sollten unter anderem gesammelte Daten eines Standortes an eine zentrale Stelle zur Auswertung weiter geleitet werden.

Nachdem die Anforderungen an das zu entwickelnde Modul festgelegt wurden, konnte ein Blockschaltbild mit den Komponenten erstellt werden, welches als Grundlage der nachfolgenden Bauelementerecherche diente.

Als Mikrocontroller wurde ein 16-Bit MSP430F5xxx im BGA-Gehäuse gewählt, da dieser unter anderem über eine Vielzahl an Schnittstellen und GPIO verfügt sowie skalierbare Speichergrößen auf geringem Raum aufwies. Der Transceiver für das Long Range Modul wurde von der Firma "Silicon Laboratories" gewählt, da dieser beim Vergleich mit den Konkurrenzprodukten, anhand der Datenblätter, die beste Empfindlichkeit, die feinste Einstellbarkeit der Ausgangsleistung, den geringsten Stromverbrauch sowie niedrigsten Preis besaß. Die Spannungsversorgung von Transceiver und Mikrocontroller erfolgte außerdem über einen Linearregler. Um die Ausgangsleistung des Moduls auf bis zu 27dBm zu erhöhen, kam weiterhin ein Front End der Firma "Texas Instruments" mit integriertem Low-Noise- und Power-Amplifier zum Einsatz.

Im Anschluss an die Bauelementerecherche erfolgten die Berechnungen von Anpassungsfiltern, der Schaltplan- und Layoutentwurf unter Beachtung der Hochfrequenzeigenschaften sowie die Fertigung der Leiterplatten im Nutzen zu 20 Modulen. Anschließend wurden die ersten Prototypen des LRM schrittweise bestückt und erfolgreich auf Funktion getestet.

Zu den Funktionstests zählten unter anderem die Kommunikation des Moduls über die UART-Schnittstelle mit einem Terminal-Programm auf einem PC, die Messung der Empfindlichkeit sowie der maximalen Ausgangsleistung.

Die Messung der Empfindlichkeit erreichte dabei einen Wert von über -108 dBm bei einer maximalen Bitfehlerrate von 0.1% und einer maximalen Ausgangsleistung von 26.2dBm. Die Ausgangsleistung von 27dBm wurde durch die Dämpfung des Ausgangsfilters jedoch nicht erreicht. Daher sollte in einer nachfolgenden Evaluierungsarbeit das Filter am Ausgang des Long Range Moduls weiter optimiert werden. Auch eine an das LRM angeschlossene Antenne mit einem Gewinn von ca. 2dBi würde ausreichen, um die gesetzlich zulässige Maximalsendeleistung zu erreichen.

Im Anschluss an die Funktionstests im Labor wurde die Reichweite auf dem Scharmützelsee bei Berlin getestet. Hierbei wurde eine Funkstrecke von 7.5km erreicht. Dies stellt jedoch nicht die maximal mögliche Strecke dar, da eine anschließende Labormessung ergab, dass das empfangende Modul eine 10dB schlechtere Empfindlichkeit aufwies. Der Grund hierfür lag in den unterschiedlichen Revisionstypen des Transceiverschaltkreises, so dass mit einer zusätzlichen Reichweite von ca. 5km zu rechnen ist. Dies sollte ebenfalls in einer nachfolgenden Arbeit geprüft und bestätigt werden.

Da in dieser Arbeit die Hardwareentwicklung im Mittelpunkt stand, sollte im Anschluss eine Evaluierungsarbeit durchgeführt werden. Diese sollte unter anderem weitere Eigenschaften, wie die elektromagnetische Verträglichkeit, die Einhaltung der ETSI Spektrummaske und das Verhalten des Moduls über den geforderten Temperaturbereich sowie Optimierungen am Schaltplan und Layout enthalten, sofern notwendig. Auch die Implementierung des M-Bus-Stack sollte die Aufgabe einer Folgearbeit sein.

10. Quellenverzeichnis

- [1] **CTG Praxiswissen**
"Smart Metering"
http://www.ctg.de/fileadmin/dateien/publikationen/Praxiswissen/CTG_Praxiswissen_Smart_Metering.pdf
zuletzt geöffnet: 07. August 2012

- [2] **Juristischer Informationsdienst**
"Energiewirtschaftsgesetz"
<http://dejure.org/gesetze/EnWG/21b.html>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012

- [3] **Wireless Telegraph 2011**
"Welche HF-Technologie eignet sich am besten für Smart Metering"
Markt & Technik Wochenzeitung vom 29.10.2011

- [4] **DIN EN 13757-4:2005-10 (D)**
"Kommunikationssysteme für Zähler und deren Fernablesung - Teil 4:
Zählerauslesung über Funk (Fernablesung von Zählern im SRD-Band von
868MHz bis 870 MHz)"

- [5] **RN-Wissen.de**
"Funkmodule"
<http://www.rn-wissen.de/index.php/Funkmodule>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012

- [6] **Bierl 2003**
Bierl, Lutz: "Das große MSP430 Praxisbuch", Erding 2003
Franzis Verlag 2004: ISBN: 3-7723-4299-X

- [7] **Mikrocontroller.net**
"MSP430"
<http://www.mikrocontroller.net/articles/MSP430>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [8] **Datenblatt MSP430F5528**
<http://www.ti.com/product/msp430f5528>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [9] **Elektronikpraxis.vogel.de**
"Welche Vorteile bieten Sub-GHz HF-ICs der neuen Generation?"
<http://www.elektronikpraxis.vogel.de/hf/articles/353576/>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [10] **Datenblatt SI446x-Familie**
<http://www.silabs.com/products/wireless/EZRadioPRO/Pages/Si446x.aspx>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [11] **Datenblatt TPS71523**
<http://www.ti.com/product/tps71523>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [12] **Datenblatt CC1190**
<http://www.ti.com/product/cc1190>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [13] **Bowick 2008**
Bowick, Christopher: "RF Circuit Design", 2.Auflage
Newnes 2008: ISBN: 978-0-7506-8518-4

- [14] **AN001, Texas Instruments**
"SRD regulations for license free transceiver operation"
[http://www.ti.com/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?](http://www.ti.com/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?literatureNumber=swra090)
literatureNumber=swra090
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [15] **RFcafe.com**
"Prototypenwerte für Chebycheff-Filter"
<http://www.rfcafe.com/references/electrical/cheby-proto-values.htm>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [16] **AN643, SiLabs**
"Si446x Rx LNA Matching"
<http://www.silabs.com/products/wireless/EZRadioPRO/Pages/Si446x.aspx>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [17] **Steger 1995**
Steger, Stefan: "Das Smith-Diagramm – Grundlagen der Anwendung"
<http://www.dl7maj.de/Smith-Diagramm.pdf>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [18] **AN094, Texas Instruments**
"Using the CC1190 Front End with CC1101 under EN 300 220"
[http://www.ti.com/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?](http://www.ti.com/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?literatureNumber=swra356)
literatureNumber=swra356
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [19] **AN627, SiLabs**
"Low-Power PA Matching"
<http://www.silabs.com/products/wireless/EZRadioPRO/Pages/Si446x.aspx>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012

- [20] **Schmidt-Walter 2004**
Schmidt-Walter, Heinz: "Dimensionierung von Schaltnetzteilen",
<http://schmidt-walter.eit.h-da.de/smpps/smpps.html>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [21] **Sokal 2003**
Sokal: "Class E – A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", 06 January 2003
IEEE Journal of Solid State Circuits Society
- [22] **AN648, SiLabs**
"Si4463/64 TX Matching "
<http://www.silabs.com/products/wireless/EZRadioPRO/Pages/Si446x.aspx>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [23] **Wikipedia.org**
"Dämpfungsglied"
<http://de.wikipedia.org/wiki/D%C3%A4mpfungsglied>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [24] **QSL.net**
"RF / Microwave PC Board Design and Layout"
http://www.qsl.net/va3iul/Files/RF-Microwave_PCB_Design_and_Layout.pdf
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [25] **Murata.com**
"Murata Chip S-Parameter & Impedance Library"
http://www.murata.com/products/design_support/mcsil/download.html
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [26] **Datenblatt TPS71523**
<http://www.ti.com/product/tps71523>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012

- [27] **IPC-7351, Februar 2005**
"Generic Requirements for Surface Mount Design and Land Pattern Standard"
http://pcbget.ru/Files/Standarts/IPC_7351.pdf
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [28] **Aetzwerk.de**
"Leiterplatten Technologie"
<http://www.aetzwerk.de>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [29] **IPC-2221, Februar 1998**
"Generic Standard on Printed Board Design"
www.mcuxamples.com/Downloads/ipc2221.pdf
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [30] **Circuitcalculator.com**
"PCB Trace Width Calculator"
<http://circuitcalculator.com/wordpress/2006/01/31/pcb-trace-width-calculator/>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [31] **Schmidt 2009**
Schmidt, Wolf-Dieter: "Grundlagen der Leiterplatten-Baugruppen-Entwicklung und Fertigung", 1.Auflage
GRIN Verlag 2009: ISBN: 978-3-640-27779-7
- [32] **Vejsilovic 1990**
Vejsilovic, Senada: "Hochfrequenz-Aufbautechnik auf Leiterplatten"
http://www.nt.tuwien.ac.at/fileadmin/topics/RF_engineering/da/da/vejsilovic_da.pdf, Wien 1999
zuletzt geöffnet: 07. August 2012

- [33] **Stiny 2007**
Stiny, Leonhard: "Handbuch passiver elektronischer Bauelemente", 1.Auflage
Franzis Verlag: ISBN: 3-7723-5430-0
- [34] **Rembor 2005**
Rembor, Felix: "Elektrische Leitungen"
[http://ra.ziti.uni-heidelberg.de/pages/student_work/seminar/
ws0405/Felix_Rembor/presentation.pdf](http://ra.ziti.uni-heidelberg.de/pages/student_work/seminar/ws0405/Felix_Rembor/presentation.pdf)
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [35] **Kraus 2012**
Kraus, Gunthard: "SPICE-Schaltungs-Simulation mit LTspice IV", Version 2.2
[http://www.gunthard-kraus.de/LTSwitcherCAD/CD_LTSwitcherCAD/
pdf-file/LTspice_4_d.pdf](http://www.gunthard-kraus.de/LTSwitcherCAD/CD_LTSwitcherCAD/pdf-file/LTspice_4_d.pdf)
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [36] **Wikipedia.org**
"Skin-Effekt"
<http://de.wikipedia.org/wiki/Skin-Effekt>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [37] **SSYZ015B, Texas Instruments**
"MicroStar BGA™ Packaging Reference Guide ", 3.Auflage September 2000
<http://www.ti.com/lit/wp/ssyz015b/ssyz015b.pdf>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [38] **Gavrilenko, Yashnov 2007**
"Передача информации по беспроводным сетям в условиях пересеченной местности", Nischni Nowgorod 2007
Übersetzt: "Die Langstreckenübertragung von Informationen über drahtlose Netzwerke"
<http://www.unn.ru/pages/issues/aids/2007/25.pdf>
zuletzt geöffnet: 07. August 2012

- [39] **Deutsche Energie-Agentur**
"Smart Metering. Informationen zu Hintergründen und Rahmenbedingungen"
[http://www.bine.info/fileadmin/content/Publikationen/
Projekt-Infos/Zusatzinfos/2011-07_Smart_Metering_Info_dena.pdf](http://www.bine.info/fileadmin/content/Publikationen/Projekt-Infos/Zusatzinfos/2011-07_Smart_Metering_Info_dena.pdf)
zuletzt geöffnet: 07. August 2012
- [40] **Schönholz 2007**
Schönholz, Roland: "HDI Microvia Technik – FED Regional Treffen 2007"
<http://www.we-online.de/microvia/fed-vortrag>
zuletzt geöffnet: 24. Mai 2012
- [41] **Rosu 2012**
Rosu, Iulian: "Microstripe, Stripeline and CPW Design", 19. April 2012
[http://www.qsl.net/va3iul/Microstrip_Stripline_CPW_Design/
Microstrip_Stripline_and_CPW_Design.pdf](http://www.qsl.net/va3iul/Microstrip_Stripline_CPW_Design/Microstrip_Stripline_and_CPW_Design.pdf)
zuletzt geöffnet: 07. August 2012

11. Eigenständigkeitserklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Masterarbeit mit dem Titel:

Hardwareentwicklung eines „Long Range Wireless M-Bus“ - Moduls

selbständig und nur mit den angegebenen Hilfsmitteln verfasst habe. Alle Passagen, die ich wörtlich aus der Literatur oder aus anderen Quellen wie z. B. Internetseiten übernommen habe, habe ich deutlich als Zitat mit Angabe der Quelle kenntlich gemacht.

David Weinberger

12. Anhang

12.1. Transceiververgleich

Vergleich einzelner Transceiver für das 868MHz-Band verschiedener Hersteller

Transceiver	CC1120	SX1231	SI4432	SI1034	SI4464
Hersteller	Texas Instruments	Semtech	Silicon Labs	Silicon Labs	Silicon Labs
VDD [V]	2.0 ... 3.6	1.8 ... 3.6	1.8 ... 3.6	1.8 ... 3.8	1.8 ... 3.6
P _{out} [dBm]	15dBm	13dBm	11...20dBm	-4...13dBm	1 ... 20dBm
Frequenzbereich	820MHz ... 960MHz	868MHz	240MHz ... 930MHz	240MHz ... 960MHz	119 ... 960MHz
Max. Datenrate	200kbps	300kbps	256kbps	256kbps	1000kbps
Empfindlichkeit	-103dBm @ 200kbps	-120dBm @ 1.2kbps	-101dBm @ 125kbps	-101dBm @ 125kbps	-106 dBm @ 100kbps
Impedanz LNA [Ω]	Nicht im Datenblatt angegeben	50, 200 (einstellbar)	44 – j58 (868MHz)	54 – j63 (868MHz)	ApplicationNote
Impedanz PA [Ω]		50 (bis 13dBm)			ApplicationNote
dBm-Schrittweite	0.4dBm	1dB	3dB	3dB	0.1dB
2. Harmonische	-40dBm	Nicht im Datenblatt angegeben	-42dBm	-42dBm	-42dBm
3. Harmonische	-42dBm		-42dBm	-42dBm	-42dBm
Modulation	GFSK	(G)FSK, (G)MSK, OOK	(G)FSK, OOK	(G)FSK, OOK	(G)FSK, 4(G)FSK, OOK
Max. Strom Rx	23mA	16mA	18.5mA	18.5mA	13mA
Max. Strom Tx	45mA @ 14dBm	20mA @ 0dBm	27mA @ 11dBm	17mA @ 1 dBm	85mA @ 20dBm
Min. Preis Digikikey	3,71 €	2,13 €	3,71 €	8,79 €	2,22 €
Integrierter MCU	x	x	x	8051	x
RAM	x	x	x	8KB	x
Flash	x	x	x	128KB, 64KB, ...	x
AES	x	AES 128	x	AES 128, 192, 256	x
Start-up-Time	400µs				250µs

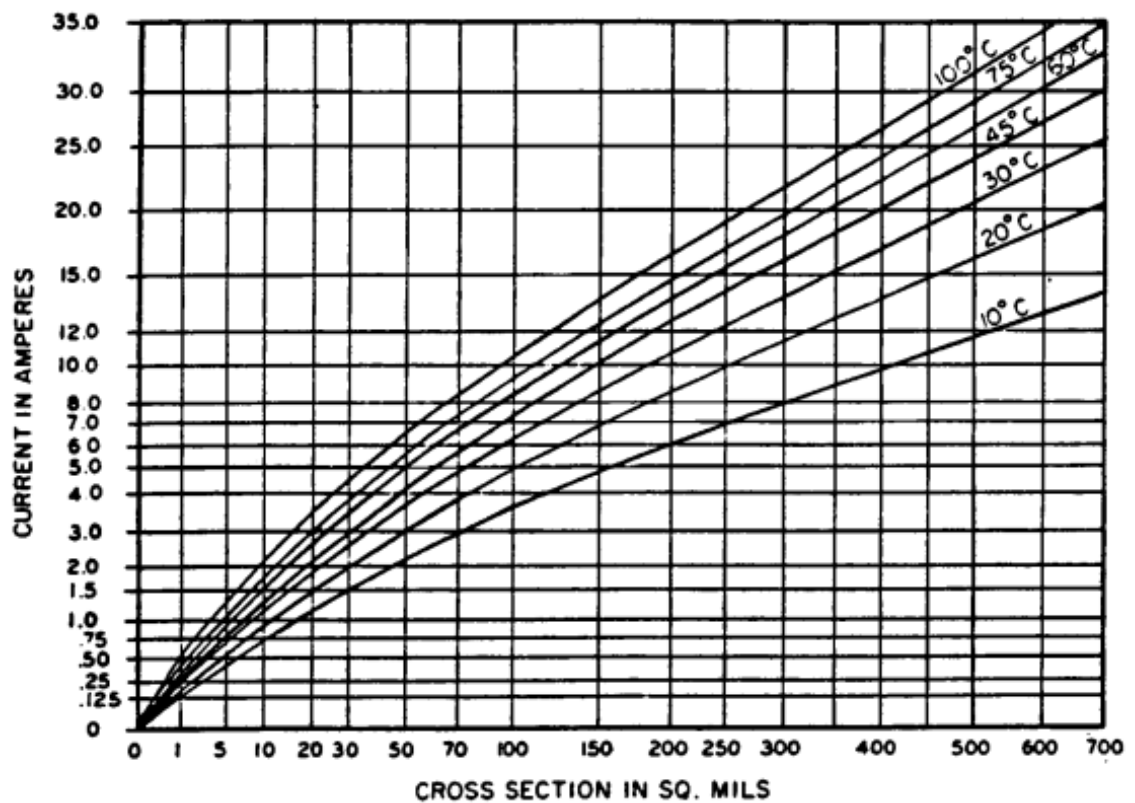
Alle Daten wurden den entsprechenden Datenblättern entnommen. Stand: April 2012

12.2. Front End - Vergleich

Parameter	RF3858	CC1190	RF5110G	RF6559
Gehäuse	8x8mm ²	QFN16 4x4mm ²	QFN16 3x3mm ²	LGA28 5.5x5mm ²
Integrierter LNA	ja	ja	nein	ja
Integrierter PA	ja	ja	ja	ja
Betriebsspannung	4.0V	2.0-3.7V	2.8-3.6V	4..5V
Ausgangsleistung	31.5dBm	27dBm	32dBm	28dBm
Frequenzbereich	868MHz/ 900MHz	850MHz- 950MHz	150MHz- 960MHz	868MHz/ 900MHz
Max. Eingangsp. PA	+10dBm	+10dBm	+13dBm	+20dBm
Impedanz - Eingang	50Ω	$Z_0^*(0.75+j0.41)$	$40+j10\Omega$	50Ω
Impedanz - Ausgang	50Ω	$Z_0^*(0.54-j0.22)$	$2.6-j1.5\Omega$	50Ω

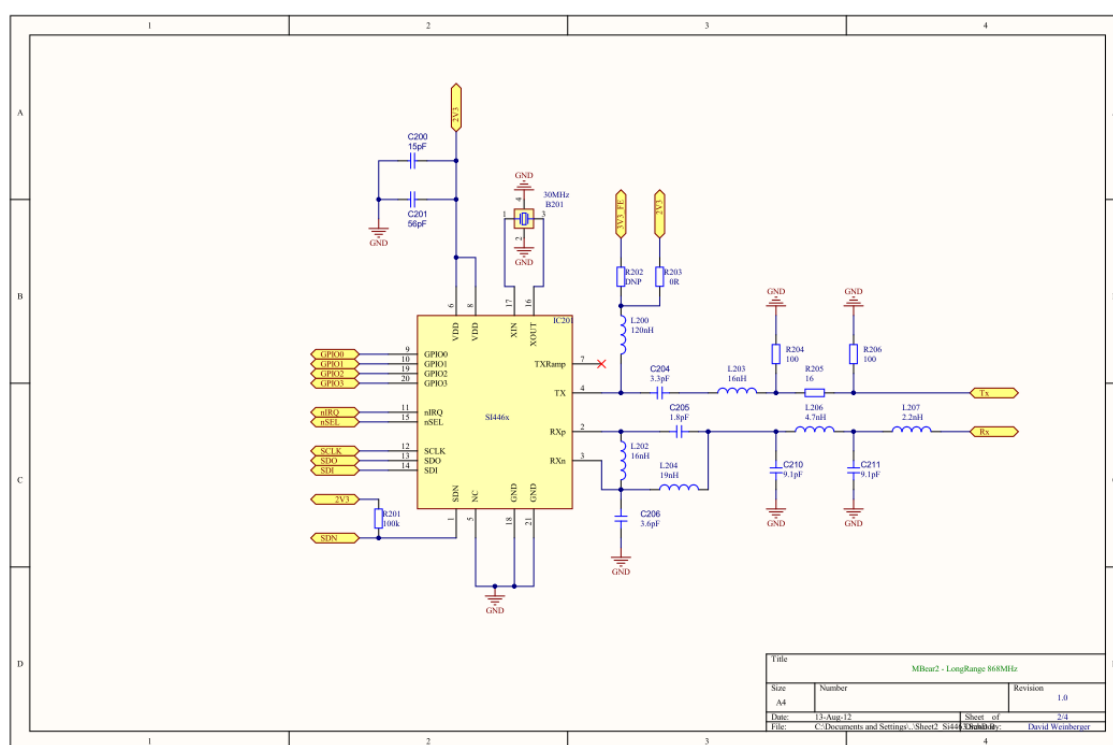
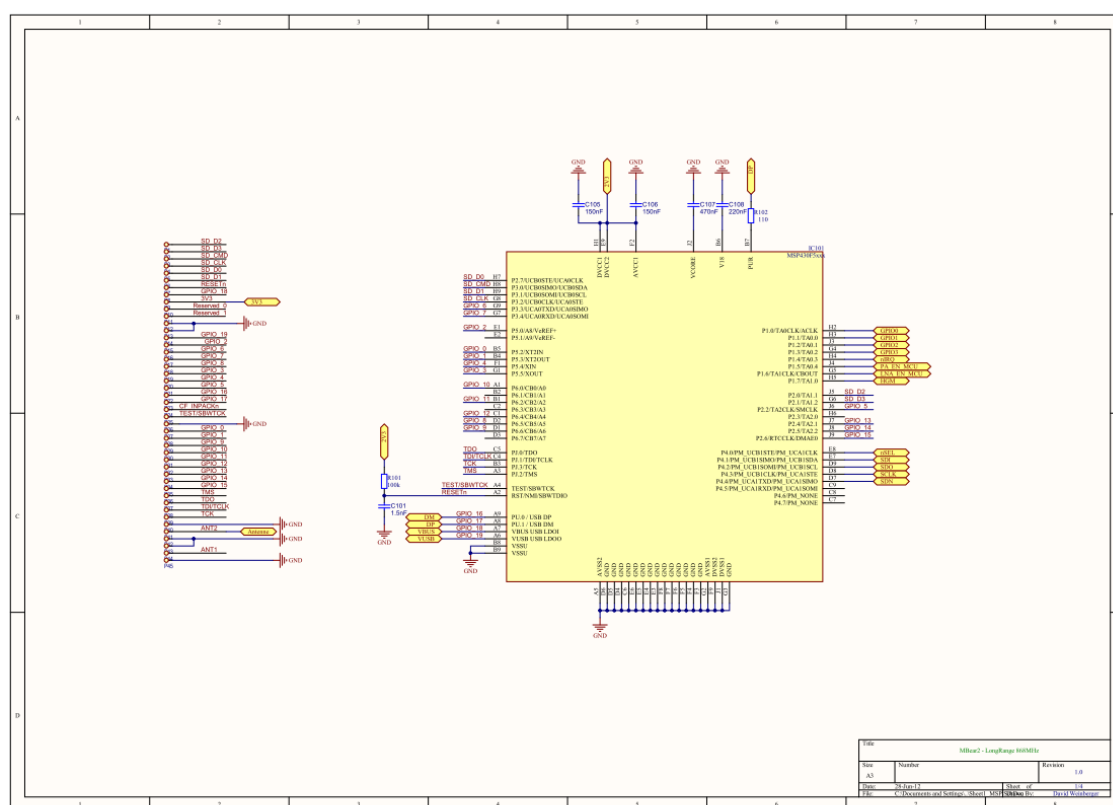
Vergleich verschiedener Front End's durch dessen Datenblätter

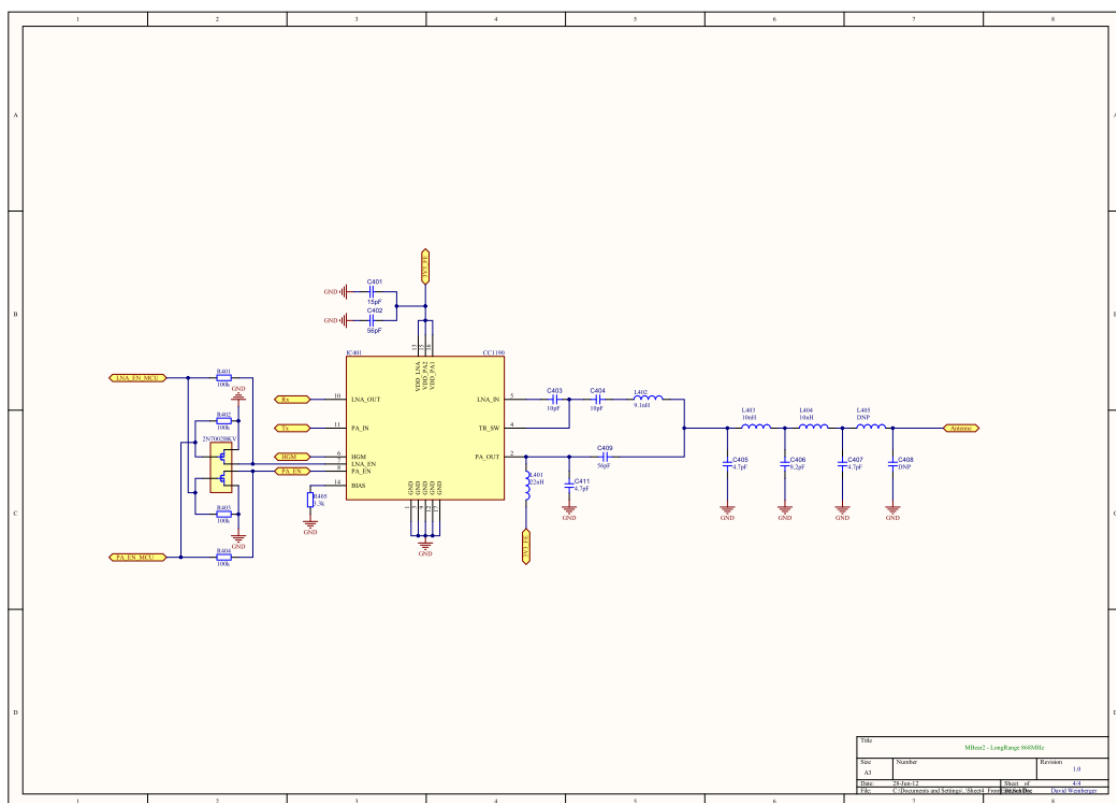
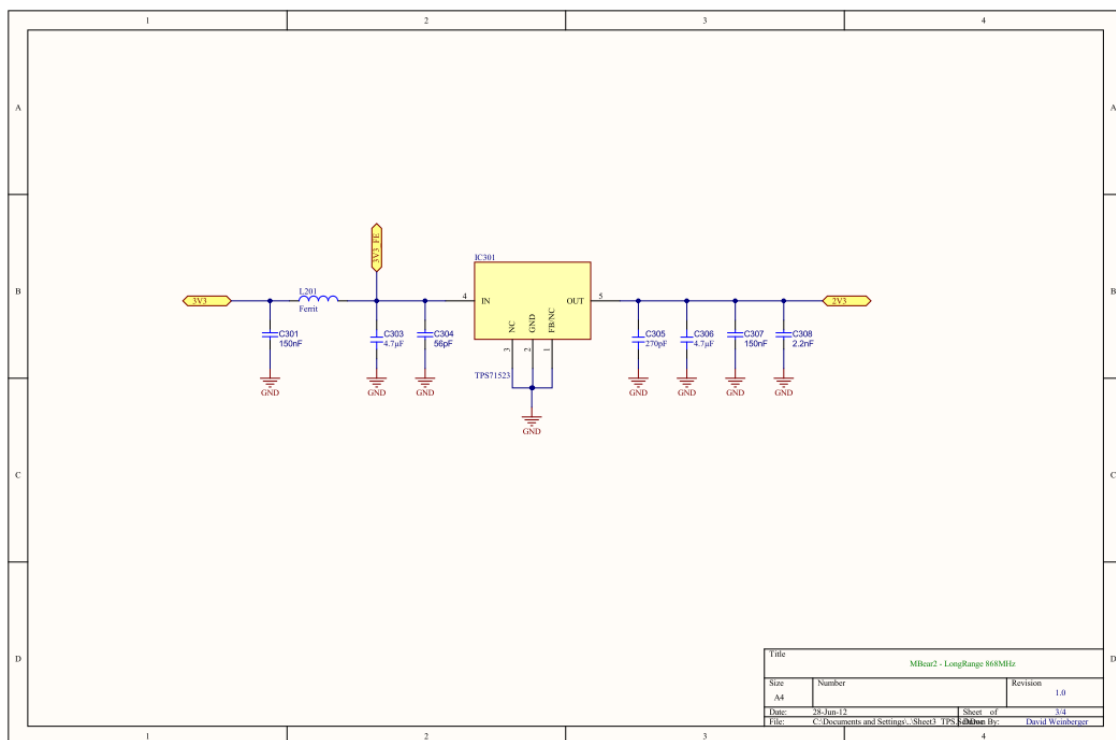
12.3. Strombelastbarkeit einer Leitbahn an Luft



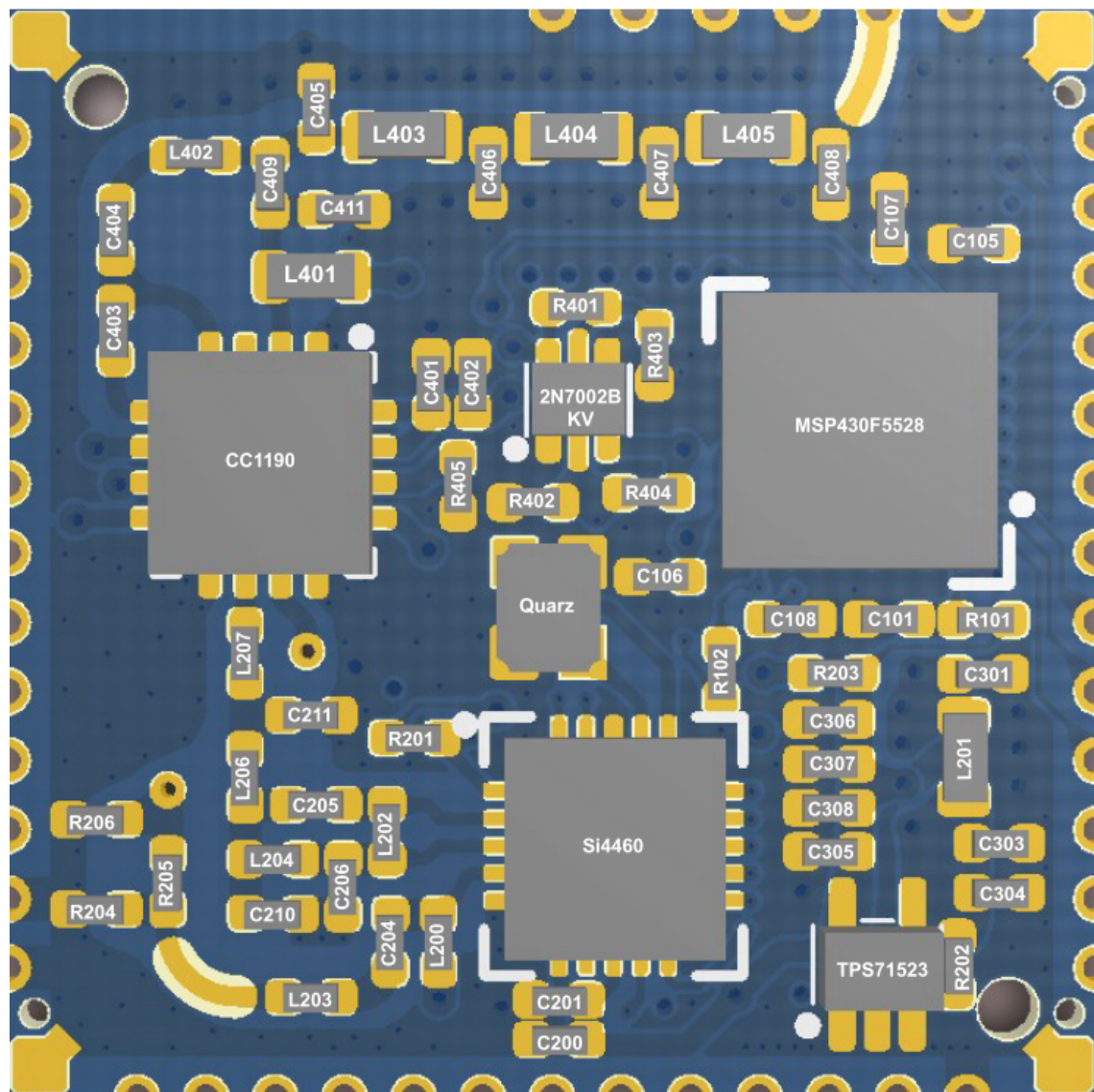
Strombelastbarkeit einer Leitbahn an Luft - IPC-Norm 2221 ^[29]

12.4. Schaltpläne





12.5. Bestückungsplan des Long Range Moduls



12.6. Softwarecode des Inbetriebnahmetests am MSP430F5528

```
/*
 * David Weinberger
 *
 * Testsoftware des LRM-868
 * MSP430F5528
 * August, 2012
 *
 * UART-Echo
 * Verwendete Quelle:
 * MSP430F550x Demo - USCI_A0, 115200 UART Echo ISR, DCO SMCLK
 * Texas Instruments Inc., D.Archbold, März 2010
 */
*****/

#include <msp430f5528.h>

void main(void)
{
    // Initialisierung des UART des Long Range Moduls

    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;           // Stop Watchdog-Timer

    P3SEL |= BIT3+BIT4;                 // P3.3,4 = USCI_A0 TXD/RXD

    UCA0CTL1 |= UCSWRST;                 // Zustandsautomat in Reset-Zustand
    UCA0CTL1 |= UCSSEL_2;                // SMCLK
    UCA0BR0 = 9;                         // 1MHz 115200
    UCA0BR1 = 0;                         // 1MHz 115200
    UCA0MCTL |= UCBRS_1 + UCBRF_0;       // Modulation UCBRSx=1, UCBRFx=0
    UCA0CTL1 &= ~UCSWRST;                // Initialisierung des Zustandsautomaten
    UCA0IE |= UCRXIE;                   // Enable USCI_A0 RX-Interrupt

    __bis_SR_register(LPM3_bits + GIE); // LowPower-Mode 3, Interrupts ein
    __no_operation();                   // Für Debugger
}

// UART-Echo mit vorheriger Prüfung, ob TX-Buffer fertig ist

#pragma vector=USCI_A0_VECTOR
__interrupt void USCI_A0_ISR(void)
{
    switch(__even_in_range(UCA0IV,4))
    {
        case 0:break;                    // Vector 0 - kein Interrupt
        case 2:                           // Vector 2 - RX-Interrupt
            while (!(UCA0IFG&UCTXIFG));   // Prüfen ob TX-Buffer fertig
            UCA0TXBUF = UCA0RXBUF;        // sendet RX-Daten über UART zurück
            break;
        case 4:break;                    // Vector 4 -TX-Interrupt
        default: break;
    }
}
```